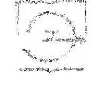
Н. Я. АЛЬПЕР, А. А. ТЕРЗЯН

ИНДУКТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ



Альпер Н. Я. и **Терзян А. А.**

Индукторные генераторы. М., «Энергия», 1970.

192 с. с илл.

В книге рассмотрены различные типы индукторных генераторов и дана их классификация. Основы теории индукторных машин изложены аналогично теории обычных синхронных машин, что делает материал книги доступным для широкого круга специалистов-электромехаников.

Освещены результаты исследования магнитных полей в зазоре индукторных машин с ненасыщенной и насыщенной зубцовой зоной. На основе теоретического анализа изложены основные особенности расчета индукторных генераторов, даны рекомендации по проектированию и приведены основные формулы поверочного расчета.

Кратко описаны особенности конструкции индукторных генераторов.

Книга предназначена для специалистов-электромехаников, занимающихся разработкой и эксплуатацией электрических машин, а также для студентов электротехнических вузов.

Альпер Наум Яковлевич, Терзян Арутюн Арташесович

ИНДУКТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Редактор **Л. М. Петрова**

Технический редактор **Н. В. Сергеев** Корректор **В. С. Антипова**

Сдано в набор 19/V 1970 г. Подписано к печати 28/X 1970 г. Т-15165

Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 10,08 Уч.-изд. л. 10,68

Тираж 8 000 экз. Цена 54 коп. Зак. 1244

Издательство „Энергия". Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Индукторные генераторы известны более 100 лет. Особенно широкое распространение они получили за последние 20—30 лет как источники питания повышенной частоты. В настоящее время находятся в эксплуатации и разрабатываются новые серии индукторных генераторов, которые в большинстве случаев входят в комплект электромашинных преобразователей постоянного или переменного тока промышленной частоты в переменный ток повышенной частоты.

Индукторным генераторам посвящено достаточно большое число статей. В последние десять лет изданы книги Р. П. Жежерина, В. С. Шарова, М. А. Алексеевой, в которых рассматриваются теория и методика расчета индукторных генераторов. Этим вопросам посвящены отдельные главы в общем курсе авиационных электрических машин А. И. Бергинова и в книге К. С. Бобова и В. А. Винокурова.

В большинстве опубликованных работ теория индукторных генераторов рассматривается обособленно от теории синхронных машин. Это в значительной мере затрудняет правильное понимание процессов, происходящих в индукторных генераторах. В то же время хорошо и подробно разработанная современная теория синхронных машин позволяет определять необходимые параметры, с помощью которых можно достаточно точно предсказать поведение синхронной машины в тех или иных условиях.

Поэтому в предлагаемой книге при рассмотрении процессов, происходящих в индукторных машинах, авторы стремились по возможности приблизить метод анализа к методу, применяемому в теории синхронных машин и ставшему в настоящее время классическим.

Основанием для такого анализа является то, что по характеру распределения магнитного потока в зазоре и по возможным соотношениям параметров индукторную машину можно рассматривать как общий случай синхронных машин.

Рассмотрение теории индукторных генераторов и разработка основных вопросов методики расчета на базе классической теории синхронных машин позволяет использовать существующие, ставшие уже привычными основные ее положения. Это делает материал книги более доступным для читателей, знакомых с теорией и методикой расчета синхронных машин. При таком подходе индукторные машины можно рассматривать как один из разделов общего курса синхронных машин.

Параметры и характеристики любой электрической машины в конечном счете определяются характером распределения магнитных полей в зазоре и законом распределения обмоток. Поэтому в книге большое внимание уделено исследованию магнитных полей в зазоре.

Глава, в которой излагается исследование магнитных полей в зазоре, может представлять самостоятельный интерес. В ней изложен в дополнение к исследованию электромагнитной модели зубцовой зоны генератора опыт применения сеточных электроинтеграторов и электронных цифровых вычислительных машин для решения аналогичных задач.

На основании теоретического рассмотрения основных процессов разработаны вопросы методики расчета индукторных генераторов, получены формулы, удобные при расчетах в инженерной практике. Методика расчета проверена в заводской практике на многих предприятиях при разработке большого числа отдельных индукторных генераторов и серий машин.

Кроме того, в книге изложены рекомендации, которые могут быть полезны при проектировании индукторных машин: выбор типа генератора повышенной частоты, выбор зубцовой зоны и электромагнитных нагрузок и т. п.

В основном книга содержит материал, который является обобщением исследований, выполненных авторами.

Из-за ограниченного объема книги изложены далеко не все вопросы, которые могут интересовать специалиста.

Авторы глубоко признательны докт. техн. наук, проф. Т. Г. Сорокеру за ценные советы, полученные при разработке теории индукторных машин, а также выражают благодарность рецензенту канд. техн. наук Б. С. Зечихину и научному редактору канд. техн. наук Л. М. Петровой за их труд по рецензированию и редактированию книги.

Книга предназначена для инженеров-электромехаников, занимающихся разработкой и исследованием электрических машин, а также для студентов соответствующей специальности.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

КРАТКИЙ ИСТОРИЧЕСКИЙ ОБЗОР

Индукторный генератор был изобретен в середине XIX века. В 1854 г. Пайт получил английский патент на машину, которая, хотя и очень далека от современных индукторных генераторов, однако по принципу работы соответствует этому классу машин.

Первым в России разработкой индукторных генераторов занимался выдающийся русский электротехник П. Н. Яблочков. В 1877 г. П. Н. Яблочковым был взят французский патент на электрический генератор переменного тока, который был назван автором «магнито-динамо-электрической» машиной. В этой машине намагничивающая обмотка и обмотка, в которой наводилась э. д. с., были неподвижными. Вращался зубчатый железный диск, изменявший при вращении величину магнитного потока, пронизывающего обмотку, в которой наводилась э. д. с.

Позднее принцип действия этого генератора был использован другими электротехниками: Клименко, получившим русский патент в 1885 г., Кингдоном и Томпсоном.

Генератор, построенный харьковчанином Клименко в 1882 г., имел большую по тому времени мощность (3,5 *квт*) для машины, работающей на новом принципе. Исследованием индукторных генераторов и сравнением их с обычными переменно-полюсными машинами занимался М. О. Доливо-Добровольский.

В 1890 г. индукторный генератор на частоту 15 000 *гц* при скорости вращения 2 500 *об/мин* и мощности около 1 *квт* разработал и построил Тесла; позднее, с 1893 по 1900 г., ряд индукторных генераторов на частоту 10 000 *гц* мощностью от 2 до 4 *квт* построил Тюри.

Дальнейшему развитию индукторных генераторов способствовало изобретение радио в 1895 г. Необходимо было создать мощные источники для питания антенного контура радиостанции на частоты не ниже 50—60 *кгц*. Получение таких высоких частот требовало выполнения машин на максимально возможную скорость вращения и с предельно большим числом полюсов. Последнее условие, учитывая ограниченный диаметр генератора, сводилось к необходимости выполнения предельно малого полюсного деления. Однако при этом возникали, с одной стороны, конструктивно-технологические трудности, связанные с расположением обмоток якоря, и, с другой стороны, ограничения, связанные с прочностью конструкции.

В 1901 г. Гюи изобретает индукторный генератор, в котором обмотка якоря укладывается в специальные большие пазы и охватывает большое число полюсных делений. Таким образом была решена проблема укладки обмотки якоря при малых полюсных делениях. В этом случае величина полюсного деления может быть выполнена достаточно малой и ограничивается только технологическими возможностями штамповки. Казалось бы, выход найден. Однако долгое время изобретение Гюи не находило практического осуществления, и возможности дальнейшего повышения частоты конструкторы видели в увеличении скорости вращения ротора.

После ряда попыток Штейнметцом был построен генератор 300 *ва*, 50 *кгц* и в 1906 г. генератор 59 *квт*, 50 *кгц*. Своеобразный рекорд в получении высокой частоты с помощью машинного генератора принадлежит Александерсону. В 1909 г. он построил индукторный генератор на частоту 100 *кгц* мощностью 2 *квт*, а затем и на 200 *кгц*.

В России много оригинальных конструкций индукторных генераторов было разработано В. П. Вологдиным. Так, например, в 1912 г. им был построен генератор на частоту 6 *кгц* мощностью 2 *квт* при скорости вращения 20 000 *об/мин* (314 *м/сек*). Ротор работал по принципу гибкого вала, причем его скорость вращения в 7 раз превышала критическую. Для статора была применена листовая сталь толщиной 0,05 *мм*. В 1916 г. В. П. Вологдин построил генератор мощностью 50 *квт* на 20 000 *об/мин* и позднее 150 *квт* и 600 *квт* на частоту 15—20 *кгц*.

Работа конструкторов над «проблемой малого шага статора» завершается созданием ряда оригинальных зубцовых зон, связанных с именами Вологдина, Латура, Бетено, Дрейфуса, Кайлгермера и др. Появление генераторных катодных ламп и дальнейшее повышение рабочих частот радиостанций в 30-х годах приводит к постепенному вытеснению индукторных генераторов из этой области. Однако к этому времени в некоторых областях техники: металлургии, машиностроении и станкостроении — внедряются более совершенные технологические процессы, такие, как электроплавка, электросварка, электротермообработка, электросушка, требующие источников питания повышенной частоты 1 000—10 000 *гц*. Широкое применение высокоскоростного электропривода, интенсивное развитие радиолокации также требуют источников переменного тока повышенной частоты. Индукторные генераторы, доказавшие уже свою надежность (на радиостанциях), становятся основными источниками питания для этих областей техники. Характерная особенность этого периода заключается в том, что развитие высокочастотных источников питания идет не по пути дальнейшего увеличения мощности и частоты, что имело место в начальный период развития, а по пути повышения технико-экономических показателей.

В последние годы повышенные частоты широко внедряются в электроавтоматику, электрорадиосвязь, вычислительную технику, автоматизированный электропривод, светотехнику и многие другие области. К характеристикам индукторных генераторов — источников повышенной частоты — предъявляется ряд новых требований как при установившихся, так и при переходных процессах. Выполнение этих требований возможно только при достаточно развитой теории индукторных генераторов.

Большинство опубликованных работ, относящихся к раннему периоду существования индукторных машин, посвящено описанию построенных машин, их характеристик и вопросам практического применения.

Одной из первых работ, посвященных теории и расчету индукторных генераторов с постоянным потоком, является статья А. Е. Алексеева, опубликованная в 1930 г. В работе дается описание конструкции и физическое объяснение работы одноименнополюсных ин-

дукторных генераторов. На основе проведенных исследований предлагается приближенное выражение для определения оптимальной ширины зубца ротора. Дается метод расчета линейной части характеристик холостого хода, короткого замыкания и нагрузочного режима.

В 1935 г. была опубликована монография В. П. Вологдина и М. А. Спицина, где приведен подробный обзор существующих конструкций высокочастотных машин, рассмотрена теория и дана методика расчета индукторных машин с постоянным потоком.

В 40-х годах в СССР и за рубежом было опубликовано много работ, посвященных индукторным машинам. Среди трудов этого периода следует отметить работы А. Полуянова, А. Мандля, Р. Поля, И. Уокера, А. Форда, а несколько позднее В. Винокурова, М. Красношапки и П. Свириденко.

Статья Р. Поля, опубликованная в 1946 г., является по существу первой теоретической работой по индукторным машинам с пульсирующим потоком. Эта работа нашла широкое распространение и легла в основу целого ряда последующих исследований. Упростив картину магнитного поля в зазоре, Р. Поль получил простые приближенные выражения для определения проводимости воздушного зазора. Последующие исследования показали, что метод Поля, являясь достаточно точным при малых зазорах, приводит к существенным ошибкам при практически выполняемых зазорах. Исследованию магнитного поля в зазоре машины, определяющего важнейшие ее параметры, посвящен за последнее десятилетие ряд работ В. Апсита, В. Буня, Л. Домбура, К. Скрузитиса, Б. Зечихина, А. Цугуля, Г. Штурмана и др.

В конце 50-х и начале 60-х годов широкое внедрение высокочастотных индукторных генераторов в промышленность, увеличение мощностей в единице объема, применение индукторных машин на летательных аппаратах обусловило дальнейшее развитие исследований индукторных машин. К работам этого периода следует отнести труды М. Алексеевой, П. Асталоша, А. Бертинова, В. Бюссинга, Р. Жежерина, Н. Левина, Р. Палка, Л. Чеснака. Не имея возможности хюарактеризовать все работы по индукторным машинам, ограничимся ссылкой на литературу, приведенную в конце книги.

КЛАССИФИКАЦИЯ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

2-1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТОРНОЙ МАШИНЫ И ПРИНЦИП КЛАССИФИКАЦИИ

Существует большое количество модификаций генераторов индукторного типа, причем это разнообразие касается не столько конструктивных элементов, сколько конфигурации магнитной цепи и схем обмоток. Некоторые исполнения настолько отличны одно от другого, что говорить о единой методике анализа процессов во всех типах индукторных машин на первый взгляд довольно трудно. Поэтому необходимы четкое определение индукторной машины и классификация различных типов исполнений. Это поможет упростить и сделать более общим анализ работы индукторных генераторов, отбросив второстепенные явления и оставив основные.

В дальнейшем изложении будем называть якорем или статором внешнюю и всегда неподвижную часть генератора, в пазах которой расположена обмотка переменного тока. Внутреннюю вращающуюся часть генератора будем называть индуктором или ротором. Конфигурация пакета статора различна для различных исполнений генератора. Ротор во всех случаях выполняется в виде зубчатого колеса. Различия в форме зубца ротора (скругление углов, прямоугольная или трапецеидальная форма паза) принципиального значения не имеют.

Индукторной машиной будем называть электрическую машину переменного тока, у которой при холостом ходе магнитная индукция в любой точке поверхности расточки якоря изменяется только по величине без изменения знака. В индукторной машине всегда все обмотки неподвижны, а изменение магнитного потока, пронизывающего обмотку якоря, вызывается перемещением ферромагнитных масс.

В основу классификации индукторных генераторов целесообразно положить характер изменения потока зубца ротора при вращении последнего. Могут быть следующие случаи: а) поток зубца индуктора по абсолютной величине практически постоянен; б) поток зубца индуктора периодически изменяется по абсолютной величине с частотой, близкой или равной основной частоте генератора.

Соответственно будем называть такие генераторы генераторами с постоянным или пульсирующим потоком.

В каждом из указанных типов генераторов возможны следующие исполнения: 1) поток зубца индуктора за один оборот последнего не изменяет знака; такой тип генератора будем называть одноименнополюсным; 2) поток зубца индуктора изменяет знак; такой тип генератора будем называть разноименнополюсным.

Другие наименования различных типов индукторных машин, встречающиеся в литературе (генераторы с классической зубцовой зоной, с гребенчатой зубцовой зоной, однопакетные и двухпакетные генераторы, генераторы Гюн, интерференционные генераторы и т. п.), мы использовать не будем, так как они в меньшей мере отражают основные особенности рабочего процесса.

Наиболее существенным при анализе рабочего процесса и разработке методики расчета является различие между генераторами с постоянным и пульсирующим потоком зубца ротора. Одноименно- и разноименнополюсные генераторы в основном отличаются конструктивными особенностями.

Для каждого из рассмотренных выше типов генераторов могут применяться различные схемы обмоток статора. Наряду с нормальными одно- или двухслойными обмотками, имеющими шаг, равный или близкий к полюсному делению, в генераторах индукторного типа широкое применение имеют обмотки с удлиненным шагом, равным нечетному числу полюсных делений.

Рассмотрим примеры различных исполнений генераторов.

2-2. ГЕНЕРАТОРЫ С ПОСТОЯННЫМ ПОТОКОМ ЗУБЦА РОТОРА

1. *Одноименнополюсные генераторы*

Активная часть такого однофазного генератора в случае простейшей конфигурации зубцовой зоны изображена на рис. 2-1. Пакеты статора всегда набираются из листовой электротехнической стали. Ротор в некоторых случаях выполняется также шихтованным, а иногда, особенно при больших окружных скоростях, массивным. Корпус машины и втулка ротора всегда выполняются массивными из ферромагнитного материала.

Ток возбуждения создает магнитный поток, путь которого обозначен на рис. 2-1 пунктирной линией. Катуш-

ки обмотки якоря имеют шаг, равный или близкий к зубцовому делению статора или половине зубцового деления ротора.

Кривая распределения магнитного потока в воздушном зазоре, изображенная на рис. 2-2, имеет периодический характер и, очевидно, период, или 2π *эл. рад* будет соответствовать зубцовому делению ротора. Полюсным делением τ индукторной машины является половина зубцового шага ротора и, следовательно, зубец и паз ротора можно рассматривать как разноименные полюса индуктора. Эта особенность индукторной машины определяет ее основное преимущество: возможность выполнения весьма малых полюсных делений и соответственно большого числа полюсов при малом диаметре ротора. Поэтому обычно индукторные генераторы используются для получения переменного тока повышенной частоты. Катушка переменного тока охватывает дугу, равную или близкую π электрических радиан. Приняв величину раскрытия пазов статора достаточно малой, мы можем считать, что при повороте ротора кривая распределения потока в воздушном зазоре не изменится, а переместится на тот же угол, что и ротор. Это приведет к изменению по величине (без изменения знака) потокосцепления катушки переменного тока, в то время как потокосцепление катушки возбуждения остается неизменным. Можно принять, что магнитный поток, созданный обмоткой возбуждения, вращается вместе с ротором.

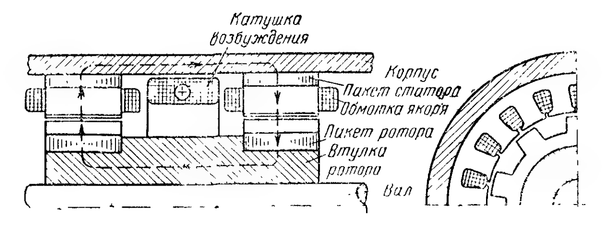


Рис. 2-1.

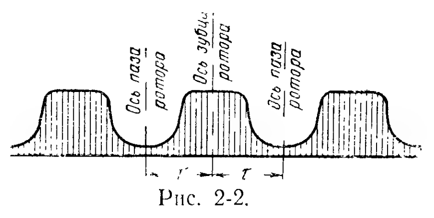


Рис. 2-2.

Так как потокосцепление катушки переменного тока является периодической функцией угла, то при вращении ротора происходит периодическое изменение потокосцепления и, следовательно, в катушке статора наводится переменная э. д. с. Отдельные катушки переменного тока всегда можно соединить согласно и тем самым использовать весь полезный поток поверхности расточки обоих пакетов статора. Подключенная к такой обмотке нагрузка будет питаться переменным током.

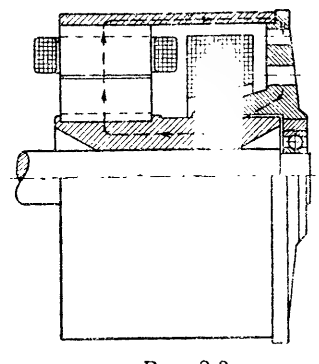


Рис. 2-3.

Из принципа работы генератора следует, что поток зубца не изменяется ни по величине, ни по направлению.

Наличие двух пакетов не является характерным для одноименнополюсного генератора. В некоторых случаях при небольших габаритах генератора один из пакетов статора и ротора заменяется массивным магнитопроводом и последний может быть совмещен с подшипниковым щитом (рис. 2-3). В этом случае статор и ротор имеют по одному пакету, конструкция генератора упрощается и стоимость его снижается. Очевидно, что нет принципиального отличия такого однопакетного генератора от рассмотренного ранее двухпакетного.

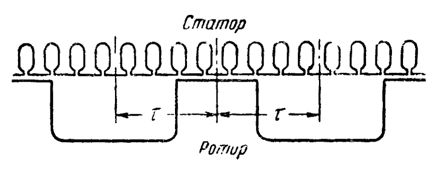


Рис. 2-4.

Конфигурация зубцовой зоны статора может иметь разнообразные исполнения. На рис. 2-1 представлена простейшая геометрия однофазного генератора. Число пазов статора, если это позволяют размеры полюсного деления, может быть значительно больше. Так, например, на рис. 2-4 показана конфигурация зубцовой зоны генератора, имеющего четыре полузакрытых паза на од-

но полюсное деление. Для простоты изображения поверхность расточки развернута на плоскость. Принцип работы такого генератора не требует специального объяснения, так как ничем не отличается от рассмотренного выше.

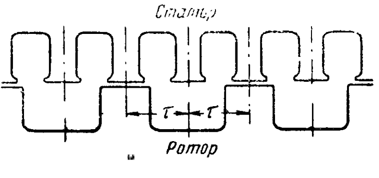


Рис. 2-5.

В некоторых случаях с целью упрощения технологии изготовления обмотки статора пазы выполняют открытыми. Пример такой конфигурации для однофазного генератора изображен на рис. 2-5. На рис. 2-6 изображено примерное установившееся распределение магнитного потока в зазоре для двух фиксированных положений ротора: ось зубца ротора в первом случае (*а*) совпадает с осью зубца, а во втором случае (*б*) с осью паза статора. Потокосцепление обмотки статора при вращении ротора, как и во всех рассмотренных выше генераторах, будет периодически изменяться, и поэтому в обмотке статора будет наводиться переменная э. д. с.

Вследствие большого раскрытия пазов полный поток, сцепленный с обмоткой возбуждения, при вращении ротора должен изменяться, так же как и поток, проходящий по зубцу ротора. Однако эти изменения практически незаметны вследствие демпфирующего действия массивных участков магнитной цепи и обмотки возбуждения. Кроме того, обычно с целью улучшения формы кривой напряжения пазы ротора выполняют скошенными, что также уменьшает пульсацию полного потока, сцепленного с обмоткой возбуждения.

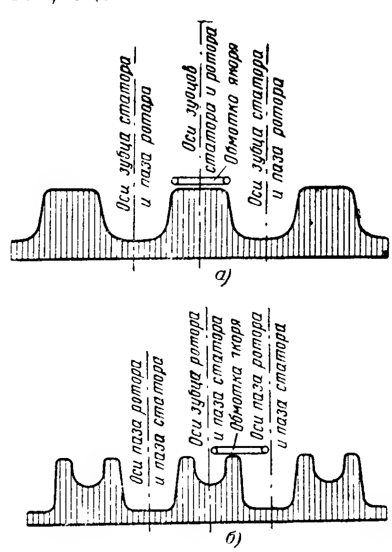


Рис. 2-6.

При большом числе открытых пазов статора на

полюс ширина паза становится малой по сравнению с полюсным делением; такой случай аналогичен рассмотренной выше конфигурации зубцовой зоны с полузакрытыми пазами. В некоторых случаях требования, предъявляемые к индукторному генератору, заставляют при выборе конфигурации зубцовой зоны остановиться на настолько малом зубцовом шаге ротора, что выполнение упоминавшихся выше конфигураций зубцовой зоны становится технологически невозможным. В таких случаях геометрия зубцовой зоны статора может быть выполнена аналогично показанной на рис. 2-7, т. е. зубцовый шаг статора может быть равен нечетному числу полюсных делений. Для конфигурации однофазного генератора, изображенного на рис. 2-7, катушка переменного тока, охватывающая зубец статора, имеет шаг 3π.

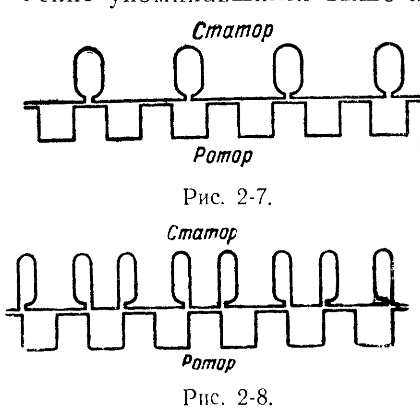


Рис. 2-7.

Рис. 2-8.

Принцип работы такого генератора тот же, что и в случае простейшей конфигурации зубцовой зоны по рис. 2-1. В отличие от последнего он имеет меньшее относительное изменение потокосцепления обмотки переменного тока, хотя величина абсолютного изменения потокосцепления одна и та же. Кроме того, как позднее будет показано, при рассматриваемой конфигурации зубцовой зоны реактивность обмотки якоря значительно выше.

Пазовый шаг для статора может быть и неодинаковым для всех пазов. Пример такой конфигурации, предложенной В. П. Вологдиным, изображен на рис. 2-8. Катушки обмотки переменного тока расположены только на узких прямых зубцах.

2. *Разноименнополюсные генераторы*

Геометрия активной части такого однофазного генератора при простейшей конфигурации зубцовой зоны изображена на рис. 2-9. В разноименнополюсном генераторе ротор при вращении перемагничивается, и по-

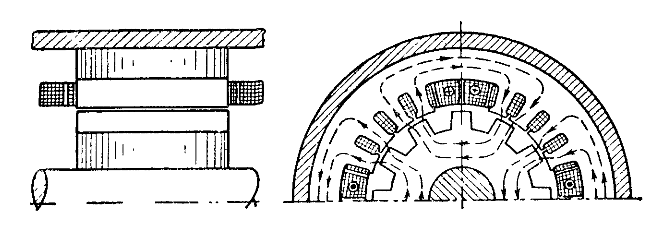


Рис. 2-9.

этому он всегда выполняется шихтованным. Пакет статора обычно также выполняется шихтованным, хотя спинка статора может быть выполнена и массивной.

В пакете статора наряду с пазами, в которых размещается обмотка переменного тока, имеются пазы обычно большего размера, в которых размещаются катушки возбуждения. Дуга расточки статора, на которой расположены пазы с обмоткой переменного тока, должна быть равна целому числу зубцовых делений ротора. Если это условие не выполняется, то при вращении ротора поток, сцепленный с обмоткой возбуждения, должен пульсировать. Эти пульсации будут демпфироваться замкнутым контуром обмотки возбуждения, что приведет к дополнительным потерям. Кроме того, у такого генератора несинусоидальная форма кривой напряжения и повышенная шумность.

Ток, проходящий по обмотке возбуждения, создает магнитный поток, направление которого на рис. 2-9 показано пунктиром. Принцип работы такого генератора на участке между двумя большими пазами тот же, что и у одноименнополюсного генератора; таким образом, участок дуги статора, заключенный между двумя большими пазами, соответствует отдельному пакету одноименнополюсного генератора.

У разноименнополюсных генераторов на участке между большими пазами могут быть те же модификации зубцовой зоны статора, что и у одноименнополюсных генераторов.

2-3. ГЕНЕРАТОРЫ С ПУЛЬСИРУЮЩИМ ПОТОКОМ ЗУБЦА РОТОРА

1. *Разноименнополюсные генераторы*

Пример конфигурации зубцовой зоны такого генератора с равными зубцовыми шагами на роторе и ста-

торе показан на рис. 2-10,*а*. Там же показано распределение катушек обмоток возбуждения и якоря, для которых в статоре выполнены специальные большие пазы, а пунктирными линиями показано направление магнитного потока, созданного током возбуждения.

Примерное распределение потока в воздушном зазоре при трех последовательных положениях ротора $\left(\text{в каждом последующем случае ротор перемещен на } \frac{1}{2}\tau\right)$ показано на рис. 2-10,*б*. И в этом случае потокосцепление обмот-

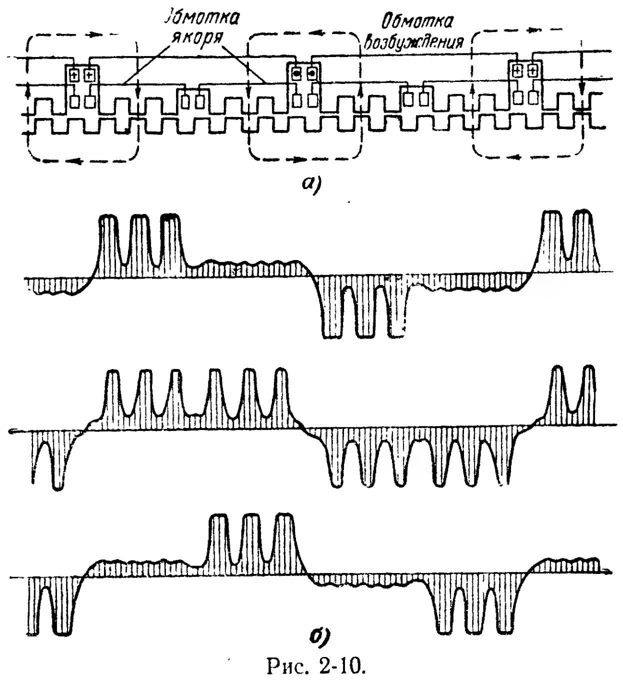


Рис. 2-10.

ки якоря зависит от положения ротора и при вращении последнего периодически изменяется по величине (без изменения знака), следовательно, в обмотке переменного тока будет наводиться электродвижущая сила. Потокосцепление обмотки возбуждения при вращении ротора практически не изменяется.

На рис. 2-11 показан генератор, отличающийся от генератора, изображенного на рис. 2-10, схемой обмот-

ки переменного тока. В этом случае при вращении ротора потокосцепление обмотки переменного тока в отличие от всех ранее рассмотренных типов генераторов изменяется не только по величине, но и по знаку. Трехфазное исполнение генераторов с пульсирующим пото-

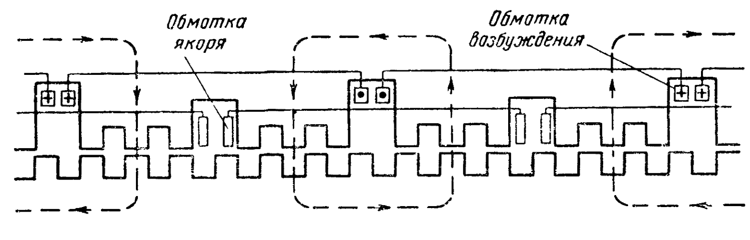


Рис. 2-11.

ком зубца ротора показано на рис. 2-12. Сдвиг фаз на 120° обеспечивается соответствующим расположением больших пазов статора, в которых размещена обмотка якоря.

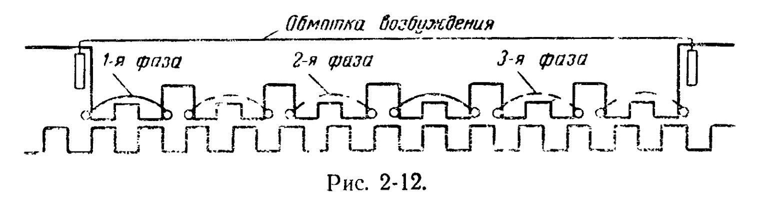


Рис. 2-12.

Разноименнополюсный генератор с пульсирующим потоком может быть выполнен и при неравных, но близких по величине зубцовых шагах статора. Пример конфигурации зубцовой зоны такого генератора и схема расположения обмоток показаны на рис. 2-13. Так как аналогичная зубцовая зона получила практическое применение в одноименнополюсных генераторах, то распределение магнитного потока в зазоре для этого случая рассмотрено ниже (п. 2).

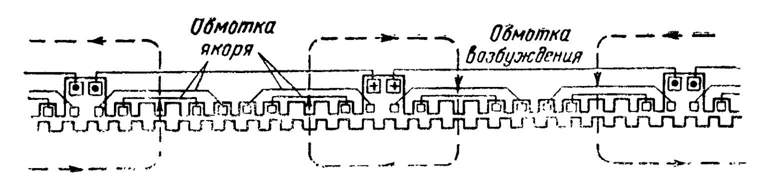
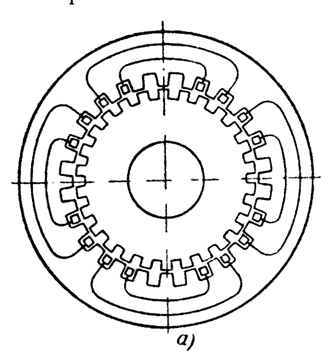


Рис. 2-13.

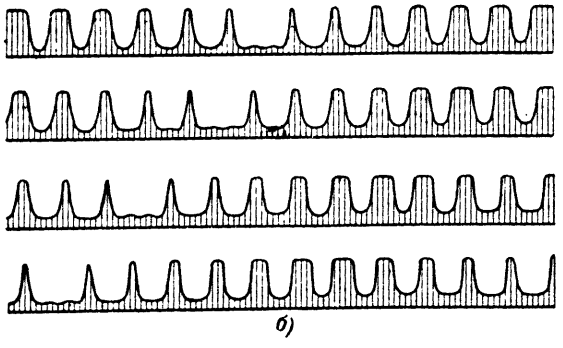
2. *Одноименнополюсные генераторы*

Наиболее простая конфигурация зубцовой зоны такого генератора изображена на рис. 2-14,*а*. Здесь зубцевые шаги ротора и статора близки, но не равны по величине. Ротор имеет 26 пазов, статор — 24 паза. Обмотка якоря, изображенная на рис. 2-14, имеет четыре одинаковые катушечные группы. Каждая катушечная группа состоит из двух разных катушек: одна охватывает три зубца, другая — пять зубцов статора. Продольная геометрия активной части такого генератора может быть выполнена так же, как и у генераторов, изображенных на рис. 2-1 и рис. 2-3.



а)

На рис. 2-14,*б* показано примерное распределение магнитного потока в воздушном зазоре при четырех последовательных положениях ротора. Каждое последующее положение отличается от предыдущего поворотом ротора на $^1/_4$ полюсного деления или $^1/_8$ зубцового шага ротора. Потокосцепление обмотки якоря, как это следует из рис. 2-14,*б*, будет периодически изменяться, причем, как и во всех предыдущих случаях, период основной частоты изменения потокосцепления равен времени



б)

Рис. 2-14.

поворота ротора на одно зубцовое деление. Потокосцепление обмотки возбуждения также должно периодически несколько изменяться, но с более высокой частотой, чем основная частота генератора (в нашем случае в 12 раз большей). Однако эти пульсации полного потока практически незаметны вследствие демпфирующего эффекта массивных участков магнитной цепи генератора.

Описанный генератор очень удобен для многофазного исполнения, так как параметры всех фаз обмотки якоря одинаковы, что обеспечивает симметричное напряжение не только при холостом ходе, но и при симметричной нагрузке.

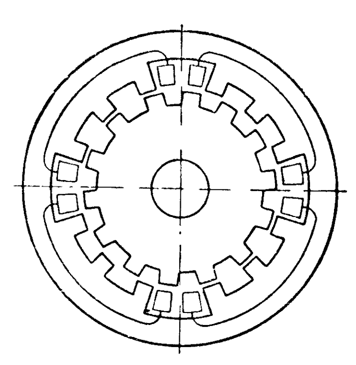


Рис. 2-15.

Из рассмотрения принципа работы такого генератора следует, что при выполнении статора с открытыми пазами и зубцовым шагом, близким, но не равным зубцовому шагу ротора, практически исключаются пульсации потока, сцепленного с обмоткой возбуждения. При равных зубцовых шагах статора и ротора и при открытых равномерно распределенных пазах статора будут пульсации не только потока зубца, но и полного потока. Пульсации полного потока интенсивно демпфируются вихревыми токами в массивных участках магнитопровода и обмоткой возбуждения. В результате этого и пульсация потока зубца ротора, и потокосцепления обмотки якоря будут незначительны. Это приведет к резкому уменьшению использования объема активной части генератора.

Исключить этот недостаток можно, выполнив зубцовую зону аналогично зубцовой зоне разноименнополюсного генератора (рис. 2-10) и изменив соответственно схему соединения катушек обмотки якоря. Пример зубцовой зоны такого генератора и схема распределения катушек обмотки якоря изображены на рис. 2-15. Продольная геометрия активной части такого генератора может быть выполнена в соответствии с рис. 2-1 или рис. 2-3.

2-4. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ИСПОЛНЕНИЯ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Выше были приведены только основные исполнения генераторов индукторного типа. Существующее большое разнообразие геометрии активной части индукторных машин представляет собой то или иное видоизменение изложенных выше исполнений.

Рассмотрение принципа работы различных исполнений индукторных машин подтверждает, что в индукторном генераторе при холостом ходе магнитная индукция в любой точке поверхности расточки якоря всегда изменяется только по величине, без изменения знака. Следствием этой определяющей особенности является худшее использование объема активной части по сравнению с обычными переменнополюсными синхронными генераторами.

На основании приведенных выше описаний активной части и принципа работы индукторных генераторов различного исполнения можно сделать следующие предварительные выводы.

1. Частота э. д. с., наведенной в обмотке якоря генератора, независимо от конфигурации зубцовой зоны, определяется только числом зубцов ротора и его скоростью вращения. Эти величины связаны соотношением

$$f = \frac{Z_2 n}{60}, \tag{2-1}$$

где f — частота, *гц*; Z_2 — число зубцов ротора; n — скорость вращения ротора, *об/мин*.

Таким образом, время поворота ротора на одно зубцовое деление для всех исполнений генераторов независимо от геометрии статора соответствует одному периоду наведенной э. д. с., поэтому угол, соответствующий зубцовому шагу ротора, удобно обозначать через 2π *эл. рад* или через двойное полюсное деление 2τ.

2. Потокосцепление обмотки якоря в большинстве исполнений изменяется только по величине, без изменения знака, хотя могут быть случаи, когда оно изменяется как по величине, так и по знаку, например у генератора с пульсирующим потоком (рис. 2-11).

3. Для одноименнополюсного генератора характерны следующие особенности:

а) наличие осевой н. с. возбуждения и соответствующего осевого магнитного потока;

б) наличие массивных участков в магнитной цепи: корпус и втулка ротора, а в некоторых случаях и сам ротор. Зубцовая зона статора должна быть выполнена обязательно из шихтованной стали, так как зубцы статора перемагничиваются по частичному циклу с основной частотой;

в) поведение одноименнополюсного генератора в неустановившемся режиме вследствие наличия массивных участков магнитной цепи должно отличаться от поведения разноименнополюсного генератора.

4. В разноименнополюсном генераторе, как правило, вся магнитная цепь выполняется шихтованной. Ротор должен быть шихтованным, так как при вращении он перемагничивается. Зубцовая зона статора, так же как и в случае одноименнополюсного генератора, должна быть выполнена из шихтованной стали. Массивным может быть только ярмо статора, но технологически проще выполнять зубцовую зону и ярмо статора как одно целое из шихтованной стали.

В разноименнополюсном генераторе вследствие наличия больших пазов на статоре необходимо выполнение некоторых специальных требований, предъявляемых к числу пазов ротора и ширине большого паза статора. Кроме того, многофазный разноименнополюсный генератор может иметь несимметрию по фазам из-за наличия больших пазов. Для ее устранения должны быть приняты специальные меры.

Перейдем к основам теории индукторных генераторов. Вначале рассмотрим индукторные генераторы с постоянным потоком зубца ротора, так как на них проще всего распространить основные положения классической теории синхронных машин.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И РАСЧЕТА ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМ ПОТОКОМ

3-1. ПОТОКИ, СОЗДАННЫЕ ОБМОТКОЙ ЯКОРЯ. ПРОДОЛЬНАЯ И ПОПЕРЕЧНАЯ ОСИ

Для удобства дальнейшего изложения будем называть обычной синхронной машиной (в отличие от индукторной) такую, у которой на вращающемся индукторе расположена обмотка возбуждения, создающая чередующиеся полюсы.

В обычных синхронных машинах полный магнитный поток, созданный обмоткой якоря при прохождении по ней тока, разделяют на поток и соответствующую ему э. д. с. реакции якоря и на потоки и соответствующие им. э. д. с. рассеяния. Первую пространственную гармонику потока в зазоре машины, созданную первой пространственной гармоникой н. с., синхронно вращающейся с индуктором, обычно называют потоком реакции якоря. Все остальные потоки, создающие первую временную гармонику э. д. с., называют потоками рассеяния. Эти потоки представляют собой искусственно выделенные составляющие единого полного потока реакции якоря, созданного током его обмотки. Изменение тока во времени мы всегда будем предполагать синусоидальным. Принятое разделение на поток реакции якоря и потоки рассеяния и расчет каждой из этих составляющих являются весьма условными операциями с точки зрения соответствия действительной картине распределения потока. Однако практическая ошибка, получающаяся при расчете по методике, основанной на разделении потоков, ничтожно мала, а сама методика расчета удобна и проста.

Учитывая вышеизложенное, введем понятия потока реакции якоря и потоков рассеяния в индукторных генераторах. По аналогии с обычными синхронными машинами условимся называть потоками рассеяния следующие составляющие полного потока, созданного током якоря: 1) поток, сцепленный с лобовой частью обмотки якоря; 2) пазовый поток, проходящий поперек паза без выхода в зазор; 3) поток в зазоре машины, созданный высшими пространственными гармониками н. с. якоря, наводящий первую временную гармонику э. д. с.

Для определения первых двух составляющих потоков рассеяния может быть использована существующая методика расчета обычных синхронных машин. Рассеяние в воздушном зазоре от высших гармонических н. с. требует специального рассмотрения, учитывающего особенности геометрии индукторных генераторов.

Поток первой пространственной гармоники индукции в зазоре, созданный неподвижной относительно ротора первой гармоникой н. с., мы по аналогии с обычными синхронными машинами будем называть потоком реакции якоря.

Рассмотрим с качественной стороны установившиеся процессы в индукторных генераторах с постоянным потоком. Физическая картина работы в режиме холостого хода была рассмотрена ранее при изложении принципа действия индукторных генераторов.

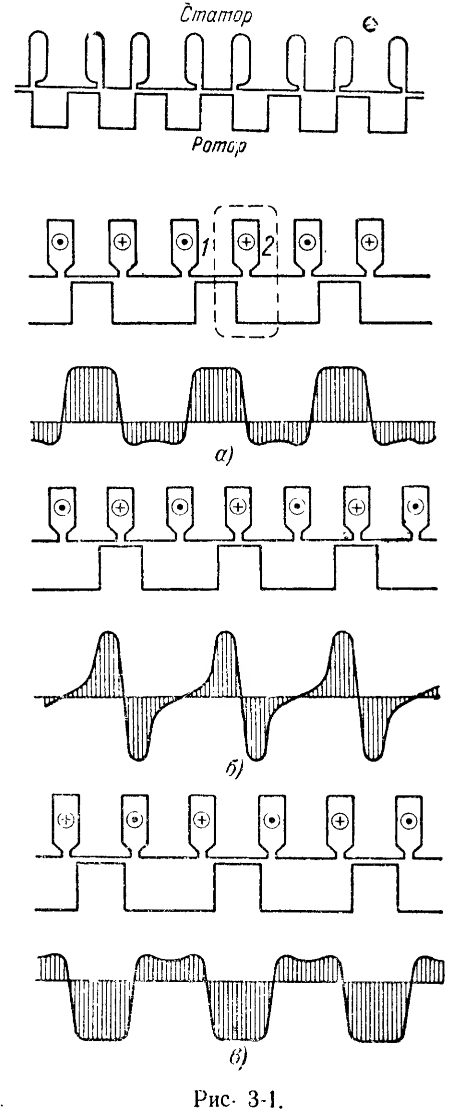


Рис. 3-1.

Воздействие тока якоря на магнитное поле в зазоре индукторной машины имеет некоторые особенности. Рассмотрим поток, создаваемый в зазоре обмоткой якоря, для генератора, изображенного на рис. 2-1 или на рис. 2-9. Очевидно, распределение потока зависит от положения ротора. Например, на рис. 3-1,*а* показана нормальная составляющая индукции на поверхности расточки статора для случая совпадения оси зубца или паза ротора с осью катушек обмотки якоря. Для простоты будем считать, что проводимость стали зубцов статора и ротора по сравнению с воздухом достаточно велика.

Поток в зазоре можно представить состоящим из постоянной и гармонических составляющих. Постоянная составляющая потока может замыкаться только через спинку (ярмо) магнитной цепи генератора и, следовательно, будет создавать потокосцепление с обмоткой возбуждения. Гармо-

нические составляющие потока замыкаются в области зубцовой зоны.

Допустим, ротор повернулся на какой-то угол от положения, показанного на рис. 3-1,*а*. Кривая нормальной составляющей индукции при этом будет изменяться, причем постоянная составляющая потока будет уменьшаться. Характерным является положение ротора, при котором оси зубца или паза ротора смещены относительно оси обмотки якоря на угол, соответствующий половине полюсного деления. В этом положении постоянная составляющая потока отсутствует. Распределение потока для этого положения изображено на рис. 3-1,*б*.

При дальнейшем повороте ротора появляется постоянная составляющая кривой распределения потока обратного знака. Когда ось зубца ротора опять совпадает с осью обмотки переменного тока, картина распределения потока будет соответствовать кривой, изображенной на рис. 3-1,*в*. Она отличается от кривой, изображенной на рис. 3-1,*а*, изменением направления постоянной составляющей потока на обратное и сдвигом гармонических составляющих на полюсное деление.

Рассмотрение потока в зазоре индукторного генератора, созданного обмоткой якоря при различных положениях ротора, позволяет сделать вывод о наличии двух характерных случаев взаимного расположения ротора и обмотки якоря: 1) оси зубца или паза ротора и обмотки якоря совпадают; 2) оси зубца или паза ротора и обмотки якоря сдвинуты на угол, соответствующий половине полюсного деления.

В первом положении взаимоиндукция якоря с обмоткой возбуждения максимальна, во втором случае взаимоиндукция отсутствует. Учитывая это, по аналогии с обычными явнополюсными синхронными машинами, назовем ось зубца (или паза) ротора продольной осью; ось, смещенную относительно продольной на угол $\pi/2$ *эл. рад*, будем называть поперечной осью.

Реактивность якоря в продольной оси определяется только величиной гармонических составляющих потока, так как постоянная составляющая не образует потокосцепления с обмоткой якоря. Однако можно даже при качественном рассмотрении отметить следующее обстоятельство: хотя сама по себе постоянная составляющая потока реакции якоря не создает потокосцепления с обмоткой якоря, но величина проводимости уча-

стков магнитной цепи за пределами зубцовой зоны (например, спинка статора и ротора), по которым проходит поток постоянной составляющей, влияет на величину гармонических составляющих потока, замыкающихся в области зубцовой зоны.

Чтобы убедиться в этом, достаточно рассмотреть два крайних случая: первый случай, когда проводимость спинки достаточно велика и падением н. с. на ней можно пренебречь, и второй случай, когда проводимость спинки достаточно мала, так что можно пренебречь постоянной составляющей потока. В обоих случаях н. с. якоря одна и та же, и поэтому, если мы обойдем по контуру, который изображен на рис. 3-1,*а* пунктиром, то в обоих случаях $\oint \mathbf{H}d\mathbf{l}$ будет одной и той же величиной. Однако для второго случая потоки зубцов *1* и *2* статора (рис. 3-1,*а*) должны быть равными. Поэтому по сравнению с первым случаем изменится кривая распределения потока: уменьшится индукция под зубцом *1* и возрастет индукция под зубцом *2*. Учитывая разные длины путей трубок индукции под первым и вторым зубцами (малый зазор и по сравнению с ним большая глубина паза ротора) и принимая во внимание, что действующая н. с. неизменна, можно сделать вывод, что индукция под первым зубцом статора уменьшится на большую величину, чем увеличится под вторым зубцом. Это приведет к уменьшению первой гармоники распределения потока в зазоре. Таким образом, реактивность в продольной оси будет зависеть от магнитной проводимости спинки статора и ротора. Реактивность якоря в поперечной оси вследствие отсутствия постоянной составляющей потока зависит только от проводимости зубцовой зоны.

Предполагая магнитную характеристику генератора линейной и используя принцип наложения можно получить потоки в зазоре при нагрузке как сумму потока холостого хода и размагничивающего потока реакции якоря (рис. 3-2). В этом случае, как это видно на рис. 3-2, поток реакции якоря уменьшает потокосцепление катушек якоря, находящихся над зубцами ротора, и увеличивает потокосцепление катушек, находящихся над пазами ротора. Ясно также, что из-за влияния потока, созданного обмоткой якоря, изменение потокосцепления последней и э. д. с., которая в ней наводится, будут

меньше, чем при холостом ходе. В случае обратного знака потока реакции якоря, что имеет место при емкостной нагрузке, э. д. с., наведенная в обмотке якоря, будет больше, чем при холостом ходе. Постоянная со-

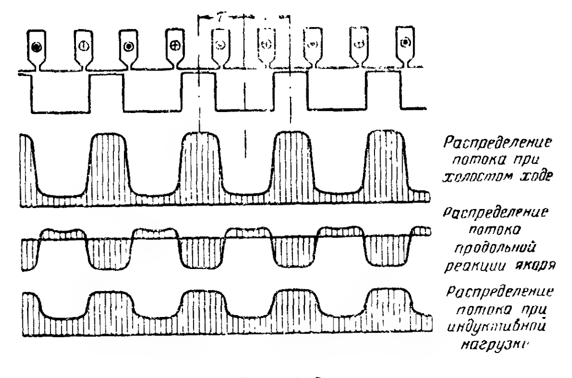


Рис. 3-2.

ставляющая потока в зазоре или поток в спинке в первом случае (индуктивная нагрузка) меньше, во втором случае (емкостная нагрузка) больше, чем при холостом ходе. На рис. 3-3 изображено распределение потока, полученное в результате наложения потока холостого хода и потока поперечной реакции якоря. В этом случае поток реакции якоря смещает максимум волны потока для случая генератора в сторону, обратную направлению вращения.

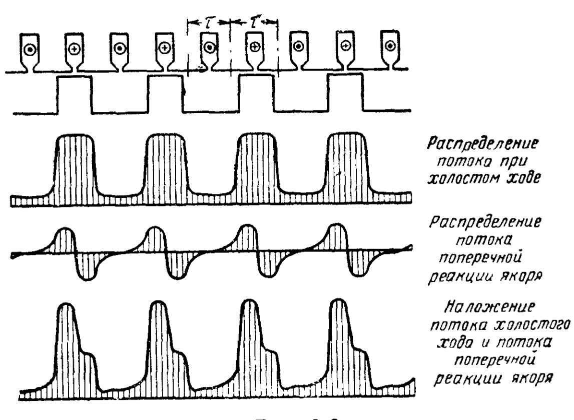


Рис. 3-3.

Из вышеизложенного можно сделать следующий вывод: качественно влияние потока реакции якоря на поток, созданный обмоткой возбуждения, в индукторных генераторах с постоянным потоком аналогично таковому в обычных синхронных машинах. Это подтверждает возможность создания теории индукторных генераторов с постоянным потоком аналогично теории обычных синхронных машин.

3-2. ОПРЕДЕЛЕНИЯ, ДОПУЩЕНИЯ И МЕТОД АНАЛИЗА

Рассмотрим индукторный генератор, для которого выполняются следующие условия.

1. Магнитная проводимость стали зубцов статора и ротора достаточно велика по сравнению с проводимостью зазора. Магнитную проводимость стали спинки статора и ротора при первом рассмотрении также будем предполагать достаточно большой. В дальнейшем будет учтено влияние конечной величины проводимости спинки.

2. В стальных участках магнитной цепи отсутствуют явления гистерезиса и вихревые токи.

Основные соотношения выведем для генератора, зубцовая зона которого изображена на рис. 2-1 или 2-9. Предполагаем, что раскрытие пазов статора достаточно мало по сравнению с полюсным делением, и поэтому поверхность расточки статора можно, без большой ошибки, рассматривать как гладкую. Генератор имеет только две обмотки — обмотку возбуждения и обмотку якоря. Будем рассматривать процессы на участке двух полюсных делений (одного зубцового шага ротора), не оговаривая тип исполнения генератора: одноименно- или разноименнополюсный.

Для анализа работы генератора и для определения его основных параметров необходимо найти распределение магнитного потока в зазоре, затем потокосцепление обмоток и по изменению потокосцепления во времени определить возникающие в обмотках э. д. с. Нас будет интересовать только составляющая индукции, нормальная к поверхности расточки статора.

Введем следующее понятие проводимости λ зазора в данной точке:

$$\lambda = \frac{B_n}{F}, \tag{3-1}$$

где B_n — нормальная составляющая индукции в данной точке поверхности расточки статора; F — магнитное напряжение в этой же точке, определяемое $\oint \mathrm{H}\, d\mathrm{l}$, где интеграл взят по произвольной линии от данной точки расточки статора до точки, лежащей на поверхности ротора.

В общем случае B_n и F являются функциями координаты рассматриваемой точки γ, а значит, и $\lambda = f(\gamma)$. Для нашего случая λ — периодическая функция с периодом 2τ, где τ — полюсное деление генератора.

Проводимость зазора можно представить в виде ряда Фурье. Для рассматриваемой конфигурации зубцовой зоны этот ряд содержит постоянную составляющую и гармоники всех порядков. Отметим, что наличие гармоник всех порядков в проводимости воздушного зазора является характерной особенностью, отличающей магнитную цепь индукторного генератора от магнитной цепи обычной синхронной машины. В последнем случае проводимость зазора содержит только четные гармоники и постоянную составляющую.

При определении проводимости воздушного зазора следует учесть, что коэффициенты ряда, представляющего эту проводимость, зависят от характера распределения н. с. Намагничивающая сила обмотки возбуждения при принятых выше допущениях создает одно и то же магнитное напряжение во всех точках поверхности расточки статора на рассматриваемом участке полюсного деления. Намагничивающую силу обмотки якоря можно представить в виде суммы гармоник, каждая из которых однозначно определяется продольной и поперечной составляющими. Максимумы н. с. совпадают с соответствующими осями.

Амплитуды гармоник ряда, определяющего проводимость, мы запишем в следующем виде: λ_k^0 — амплитуда k-й гармоники проводимости в случае определения потока, созданного обмоткой возбуждения; λ_{kd}^m — амплитуда k-й гармоники проводимости для m-ой гармоники н. с., максимум которой расположен в продольной оси. Порядок гармоники m будем записывать римскими цифрами; λ_{kq}^m — то же, что и λ_{kd}^m, но для н. с., максимум которой расположен в поперечной оси.

Таким образом, проводимость воздушного зазора для н. с. обмотки возбуждения

$$\lambda^0 = \lambda^0_0 + \lambda^0_1 \cos\gamma + \lambda^0_2 \cos 2\gamma + \lambda^0_3 \cos 3\gamma + \lambda^0_4 \cos 4\gamma + \ldots \quad (3\text{-}2)$$

Проводимость для продольной составляющей, например 5-й гармоники н. с.

$$\lambda^{V}_{d} = \lambda^{V}_{0d} + \lambda^{V}_{1d}\cos\gamma + \lambda^{V}_{2d}\cos 2\gamma + \lambda^{V}_{3d}\cos 3\gamma + \gamma^{V}_{4d}\cos 4\gamma + \ldots \quad (3\text{-}3)$$

и для поперечной составляющей той же гармоники н. с.

$$\lambda^{V}_{q} = \lambda^{V}_{0q} + \lambda^{V}_{1q}\cos\gamma + \lambda^{V}_{2q}\cos 2\gamma + \lambda^{V}_{3q}\cos 3\gamma + $$
$$+ \lambda^{V}_{4q}\cos 4\gamma + \ldots \quad (3\text{-}4)$$

В этих выражениях, как и ниже, за начало отсчета угла γ принимается ось зубца ротора, направление положительного угла — против направления движения часовой стрелки.

Рассмотрим магнитные потоки, существующие в зазоре индукторного генератора при его работе, и э. д. с., которые эти потоки индуктируют в обмотке якоря.

3-3. РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА

Пусть ротор вращается против часовой стрелки с угловой скоростью ω *эл. рад/сек*. Примем, что в момент начала отсчета времени ось зубца ротора совпадает с осью рассматриваемой фазы обмотки якоря. Ось обмотки якоря примем за начало отсчета угла θ — координаты рассматриваемой точки в неподвижной относительно статора системе координат. Координаты точки в подвижной и неподвижной системах отсчета связаны соотношением

$$\theta = \gamma + \omega t.$$

Индукция в зазоре, созданная обмоткой возбуждения с н. с. F_0, определится выражением

$$B_0 = F_0\lambda^0_0 + F_0\sum_{i=1}^{\infty}\lambda^0_i \cos i\,(\theta - \omega t), \quad (3\text{-}5)$$

где $i = 1, 2, 3 \ldots$

Находя потокосцепление рассматриваемой фазы и дифференцируя его по времени, получим э. д. с. холостого хода:

$$e_0 = \frac{2}{\pi} \tau l_i \omega w F_0 \sum_{i=1}^{\infty} k_{on} \sin n \omega t. \qquad (3\text{-}6)$$

Здесь $n=2i-1$; l_i — расчетная длина машины; w — число последовательных витков в фазе; k_{on} — обмоточный коэффициент для n-й гармоники.

При выводе выражения (3-6) и в дальнейшем предполагаем, что четные гармоники распределения потока не создают потокосцепления с обмоткой якоря, или, другими словами, н. с. обмотки якоря не имеет четных гармоник. Это всегда имеет место в применяемых на практике обмотках.

Для расчета первой гармоники э. д. с. необходимо знать только λ_1^0 — амплитуду первой гармоники ряда, представляющего проводимость воздушного зазора по отношению к н. с. обмотки возбуждения. Это следует из (3-6).

3-4. ПОТОК РЕАКЦИИ ЯКОРЯ

Рассмотрим поток, проходящий через зазор и созданный первой гармоникой н. с., вращающейся синхронно с ротором. Пусть максимум волны н. с. сдвинут относительно оси рассматриваемого полюса на θ_0 в сторону, противоположную направлению вращения. В момент начала отсчета времени оси полюса и рассматриваемой фазы совпадают. Такую волну н. с. можно записать в виде:

$$F_1 \cos(\theta - \omega t + \theta_0).$$

Раскладывая ее, получим продольную составляющую

$$F_{1d} \cos(\theta - \omega t), \qquad (3\text{-}7)$$

где

$$F_{1d} = F_1 \cos \theta_0,$$

и поперечную составляющую

$$-F_{1q} \sin(\theta - \omega t), \qquad (3\text{-}8)$$

где

$$F_{1q} = F_1 \sin \theta_0.$$

Умножая волны н. с. (3-7) и (3-8) на соответствующие проводимости, получим уравнения, определяющие распределение индукции в зазоре и изменение ее во времени. Такое действие законно, так как волны н. с. неподвижны относительно ротора. Таким образом, в продольной оси имеем

$$B_{1d}=F_{1d}\left\{\frac{1}{2}\lambda^{\mathrm{I}}_{1d}+\left(\lambda^{\mathrm{I}}_{0d}+\frac{1}{2}\lambda^{\mathrm{I}}_{2d}\right)\cos(\theta-\omega t)+\right.$$

$$+\frac{1}{2}\left[(\lambda^{\mathrm{I}}_{1d}+\lambda^{\mathrm{I}}_{3d})\cos(2\theta-2\omega t)+(\lambda^{\mathrm{I}}_{2d}+\lambda^{\mathrm{I}}_{4d})\cos(3\theta-3\omega t)+\right.$$

$$\left.\left.+(\lambda^{\mathrm{I}}_{3d}+\lambda^{\mathrm{I}}_{5d})\cos(4\theta-4\omega t)+(\lambda^{\mathrm{I}}_{4d}+\lambda^{\mathrm{I}}_{6d})\cos(5\theta-5\omega t)+\ldots\right]\right\} \tag{3-9}$$

и в поперечной оси

$$B_{1q}=-F_{1q}\left\{\left(\lambda^{\mathrm{I}}_{0q}-\frac{1}{2}\lambda^{\mathrm{I}}_{2q}\right)\sin(\theta-\omega t)+\frac{1}{2}\left[(\lambda^{\mathrm{I}}_{1q}-\right.\right.$$

$$-\lambda^{\mathrm{I}}_{3q})\sin(2\theta-2\omega t)+(\lambda^{\mathrm{I}}_{2q}-\lambda^{\mathrm{I}}_{4q})\sin(3\theta-3\omega t)+$$

$$+(\lambda^{\mathrm{I}}_{3q}-\lambda^{\mathrm{I}}_{5q})\sin(4\theta-4\omega t)+(\lambda^{\mathrm{I}}_{4q}-\lambda^{\mathrm{I}}_{6q})\times$$

$$\left.\left.\times\sin(5\theta-5\omega t)+\ldots\right]\right\}. \tag{3-10}$$

Сопоставляя выражения (3-9) и (3-10), можно сделать вывод, что при амплитудах н. с. в продольной и поперечной осях, равных F_1, амплитуды соответствующих первых гармоник индукции в воздушном зазоре отличаются на величину $F_1\left(\lambda^{\mathrm{I}}_{0d}-\lambda^{\mathrm{I}}_{0q}+\frac{1}{2}\lambda^{\mathrm{I}}_{2d}+\frac{1}{2}\lambda^{\mathrm{I}}_{2q}\right)$. Если в первом приближении принять $\lambda^{\mathrm{I}}_{0d}=\lambda^{\mathrm{I}}_{0q}=\lambda^{\mathrm{I}}_{0}$ и $\lambda^{\mathrm{I}}_{2d}=\lambda^{\mathrm{I}}_{2q}=\lambda^{\mathrm{I}}_{2}$, то амплитуда первой гармоники индукции в продольной оси больше, чем в поперечной оси, на величину $F_1\lambda^{\mathrm{I}}_{2}$. Для разной геометрии зубцов ротора могут быть случаи, когда $\lambda_2>0$, $\lambda_2=0$ и $\lambda_2<0$. Следовательно, в зависимости от конфигурации зубцов ротора поток первой гармоники в продольной оси может быть больше, равен или меньше потока первой гармоники в поперечной оси.

В продольной и поперечной осях образуются высшие гармоники индукции всех порядков, вращающиеся со скоростью ротора. Четные гармоники пространственного распределения потока не создают потокосцепления с обмоткой якоря. Потоки нечетных гармоник индуктируют в обмотке якоря соответствующие временные гармоники э. д. с., которые мы не рассматриваем. Учитывая это, получим следующие выражения для реактивных э. д. с. в продольной и поперечной осях:

$$e_{1d} = \frac{2}{\pi} \tau l_i \omega w k_{01} F_{1d} \left(\lambda^{\mathrm{I}}_{0d} + \frac{1}{2} \lambda^{\mathrm{I}}_{2d} \right) \sin \omega t; \qquad (3\text{-}11)$$

$$e_{1q} = \frac{2}{\pi} \tau l_i \omega w k_{01} F_{1q} \left(\lambda^{\mathrm{I}}_{0q} - \frac{1}{2} \lambda^{\mathrm{I}}_{2q} \right) \cos \omega t. \qquad (3\text{-}12)$$

Как известно, в обычных синхронных машинах в зависимости от геометрии ротора при $F_{1d}=F_{1q}$ могут быть случаи $e_{1d}=e_{1q}$ или $e_{1d}>e_{1q}$. В индукторных генераторах может быть также случай $e_{1d}<e_{1q}$. Такое соотношение будет иметь место при ширине зубца ротора, большей полюсного деления или близкой к нему. При практически применяющихся размерах зубца ротора обычно четные гармоники проводимости малы и, как правило, $\lambda_{2d}>0$ и $\lambda_{2q}>0$.

Выражения (3-11) и (3-12) для реактивных э. д. с. получены нами в предположении достаточно большой проводимости стальных участков магнитной цепи по сравнению с проводимостью воздуха. Это вполне оправдывается для участка зубцовой зоны. В индукторных генераторах величина индукции в зубцах статора и ротора обычно или находится в пределах практически линейного участка кривой намагничивания, или немного выходит за его пределы. Допускать значительные насыщения зубцовой зоны, при которых становятся сравнимыми магнитные напряжения зубцов статора и ротора с магнитным напряжением зазора, нецелесообразно. Это привело бы к уменьшению потока первой гармоники и, следовательно, к уменьшению использования активных материалов индукторного генератора.

В то же время магнитная проводимость спинки статора и ротора может быть одного порядка с проводимостью зазора, что следует учесть при расчете э. д. с.

Выше было показано, что величина реактивности якоря в поперечной оси не зависит от проводимости

спинки, в то время как последняя влияет на реактивность в продольной оси.

Величину полной проводимости спинки и путей потоков рассеяния, насыщающих спинку, отнесенную к единице поверхности расточки статора, обозначим λ_a. Таким образом,

$$\lambda_a = \lambda_{\text{сп}} + \lambda_\sigma, \tag{3-13}$$

где $\lambda_{\text{сп}}$ — магнитная проводимость спинки; λ_σ — магнитная проводимость путей рассеяния ($\lambda_{\text{сп}}$ и λ_σ также отнесены к единице поверхности расточки статора).

Например, для одноименнополюсного генератора

$$\lambda_a = \frac{\Phi_a}{F_a} \frac{1}{2p} \frac{1}{\tau l_i}, \tag{3-14}$$

где Φ_a — поток, проходящий по спинке; F_a — магнитное напряжение спинки при прохождении по ней потока Φ_a.

Величина проводимости рассеяния λ_σ, как показывают расчеты для выполненных машин, составляет несколько процентов проводимости $\lambda_{\text{сп}}$, и поэтому в практических расчетах можно принимать $\lambda_a \approx \lambda_{\text{сп}}$.

Пусть в генераторе с конечной проводимостью действует продольная синусоидально распределенная н. с. с амплитудой F_{1d}. Обозначим магнитное напряжение спинки при прохождении постоянной составляющей потока через $F_{\text{сп}}$. Магнитное напряжение любой точки поверхности расточки статора относительно поверхности ротора будет иметь вид:

$$F_{1d} \cos(\theta - \omega t) - F_{\text{сп}}.$$

По величине магнитного напряжения поверхности расточки статора можно определить полный поток Φ, проходящий через зазор:

$$\Phi = \left(\frac{1}{2} F_{1d} \lambda^{\text{I}}_{1d} - F_{\text{сп}} \lambda^{0}_{0}\right) 2p\tau l_i. \tag{3-15}$$

С другой стороны, этот поток может быть определен через магнитное напряжение спинки $F_{\text{сп}}$ и проводимость λ_a:

$$\Phi = F_{\text{сп}} \lambda_a 2p\tau l_i. \tag{3-16}$$

Приравняв (3-15) и (3-16) и обозначив $a_0 = F_{\text{сп}}/F_{1d}$, получим:

$$a_0 = \frac{1}{2} \frac{\lambda^{\mathrm{I}}_{1d}}{\lambda_a + \lambda^0_0}. \qquad (3\text{-}17)$$

Первая временна́я гармоника реактивной э. д. с.

$$e_{1d} = \frac{2}{\pi} \tau l_i \omega w k_{01} F_{1d} \left(\lambda^{\mathrm{I}}_{0d} + \frac{1}{2} \lambda^{\mathrm{I}}_{2d} - a_0 \lambda^0_{\mathrm{I}} \right) \sin \omega t. \qquad (3\text{-}18)$$

Принимая $\lambda_a = \lambda_{\text{сп}}$ и сопоставляя поток по выражению (3-15) с потоком в спинке, который может быть получен из выражения (3-9), а также сопоставляя выражения (3-18) с (3-11) для первой гармоники реактивной э. д. с., приходим к выводу, что магнитное напряжение спинки уменьшает:

1) реактивную э. д. с. обмотки якоря в продольной оси в k_x раз, где

$$k_x = 1 - \frac{1}{2} \frac{\lambda^{\mathrm{I}}_{1d}}{\lambda_a + \lambda^0_0} \frac{\lambda^0_{\mathrm{I}}}{\lambda^{\mathrm{I}}_{0d} + \frac{1}{2} \lambda^{\mathrm{I}}_{2d}}; \qquad (3\text{-}19)$$

2) поток, проходящий по спинке, в k_a раз, где

$$k_a = \frac{\lambda_a}{\lambda_a + \lambda^0_0}. \qquad (3\text{-}20)$$

Таким образом, для расчета реактивной э. д. с. от первой гармоники н. с. якоря необходимо знать только два члена ряда, представляющего проводимость зазора в продольной и поперечной осях, а именно постоянную составляющую и вторую гармонику; для учета влияния спинки на реактивную э. д. с. в продольной оси необходимо знать магнитную проводимость спинки.

3-5. КОЭФФИЦИЕНТЫ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

При практическом расчете электрической машины распределение магнитного потока в зазоре обычно определяется посредством коэффициентов, которые мы будем называть коэффициентами магнитного поля.

Например, для машины постоянного тока коэффициентом магнитного поля, характеризующим закон рас-

пределения потока в зазоре, является коэффициент идеальной полюсной дуги α_i, для явнополюсной синхронной машины вводят несколько коэффициентов магнитного поля, основные из которых, как известно, k_Φ, α_i, k_d, k_q. Все эти коэффициенты однозначно связаны с проводимостью зазора.

Для индукторных генераторов, учитывая особенности распределения магнитного потока в зазоре, целесообразно ввести следующие коэффициенты магнитного поля:

$k_1 = \Phi_{2\tau}/\Phi_1$ — отношение потока двойного полюсного деления $\Phi_{2\tau}$ к потоку первой гармонической Φ_1 при холо-

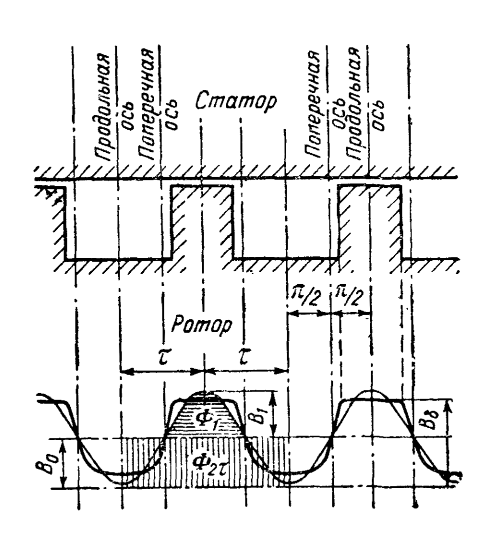


Рис. 3-4.

стом ходе. Из этого определения следует, что $k_1 = 2k_\Phi$, где k_Φ соответствует известному коэффициенту, используемому в обычных синхронных машинах;

$k_m = B_\delta b_z l_i/\Phi_{2\tau}$ — коэффициент распределения индукции при холостом ходе, равный отношению условного потока коронки зубца ротора $B_\delta b_z l_i$ (где B_δ — максимальная индукция в зазоре, b_z — ширина зубца ротора и l_i — расчетная длина) к потоку двойного полюсного деления. Коэф-

фициент k_m связан с известным коэффициентом α_i соотношением

$$k_m = \frac{b_z}{\tau} \frac{1}{2\alpha_i};$$

$k_d = \Phi_{d1}/\Phi_1$ — отношение потока первой гармонической Φ_{d1} при возбуждении только от синусоидально распределенной н. с. с амплитудой в продольной оси к потоку первой гармонической Φ_1 при холостом ходе. Амплитуда н. с. обмотки якоря и н. с. возбуждения при холостом ходе равны между собой. Магнитная проводимость спинки — достаточно большая величина;

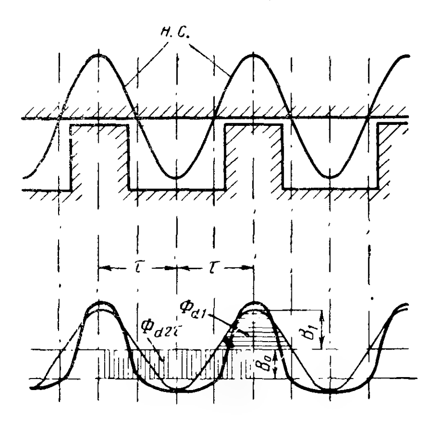


Рис. 3-5.

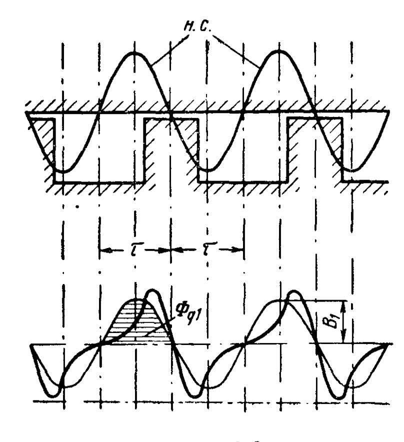


Рис. 3-6.

$k_{d_0} = \Phi_{d2\tau}/\Phi_{2\tau}$ — отношение потоков двойного полюсного деления для условий, сформулированных при определении k_d;

$k_q = \Phi_{q1}/\Phi_{d1}$ — отношение потока первой гармонической Φ_{q1} при возбуждении только от синусоидально распределенной н. с. с амплитудой в поперечной оси к потоку первой гармонической Φ_{d1} при возбуждении только от синусоидально распределенной н. с. с амплитудой в продольной оси. Амплитуды н. с. в продольной и поперечной осях равны между собой.

Коэффициенты k_d и k_q аналогичны соответствующим коэффициентам k_d и k_q, используемым в теории обычных синхронных машин.

Смысл перечисленных выше коэффициентов магнитного поля для наглядности пояснен на рис. 3-4—3-6, где B_0 и B_1 —

члены ряда разложения кривой распределения потока на гармонические составляющие.

Рисунок 3-4 соответствует холостому ходу, рис. 3-5 и 3-6 — возбуждению только от синусоидально распределенной обмотки с амплитудой в продольной (рис. 3-5) и поперечной (рис. 3-6) осях.

Коэффициенты магнитного поля могут быть выражены через коэффициенты ряда, определяющего проводимость воздушного зазора. Согласно приведенным выше определениям и используя (3-5), (3-11) и (3-12), запишем:

$$k_1 = \pi \frac{\lambda_0^0}{\lambda_1^0}; \tag{3-21}$$

$$k_m = \frac{b_z}{2\tau}\left(1 + \frac{\sum\limits_{i=1}^{\infty} \lambda_i^0}{\lambda_0^0}\right); \tag{3-22}$$

$$k_d = \frac{\lambda_{0d}^{\mathrm{I}} + \frac{1}{2}\lambda_{2d}^{\mathrm{I}}}{\lambda_1^0}; \tag{3-23}$$

$$k_{d0} = \frac{1}{2}\frac{\lambda_{1d}^{\mathrm{I}}}{\lambda_0^0}; \tag{3-24}$$

$$k_q = \frac{\lambda_{0q}^{\mathrm{I}} - \frac{1}{2}\lambda_{2q}^{\mathrm{I}}}{\lambda_{0d}^{\mathrm{I}} + \frac{1}{2}\lambda_{2d}^{\mathrm{I}}} \tag{3-25}$$

Перемножив k_1 и k_{d0}, получим:

$$k_1 k_{d0} = \frac{\pi}{2}\frac{\lambda_{1d}^{\mathrm{I}}}{\lambda_1^0}.$$

Рассматривая взаимоиндукцию обмотки якоря с обмоткой возбуждения, на основании принципа взаимности получим:

$$\frac{1}{2}\lambda_{1d}^{\mathrm{I}} \tau l_i \frac{4}{\pi} = \lambda_1^0 \tau l_i \frac{2}{\pi},$$

откуда $\lambda_{1d}^{\mathrm{I}} = \lambda_1^0$.

Следовательно,

$$k_{d0} = \frac{\pi}{2}\frac{1}{k_1}. \tag{3-26}$$

Таким образом, нам необходимо знать только четыре коэффициента магнитного поля, определению которых посвящена гл. 5.

С помощью этих коэффициентов можно определить распределение потока в зазоре. Так, например, при холостом ходе на основании определения k_1 и k_m имеем:

$$\Phi_{2\tau}=\frac{k_1 E}{4{,}44 f w_э}; \qquad (3\text{-}27)$$

$$B_\delta=\frac{\Phi_{2\tau}}{l_i b_z} k_m, \qquad (3\text{-}28)$$

где $\Phi_{2\tau}$ — поток двойного полюсного деления, *вб*; E — э. д. с. фазы при холостом ходе, *в*; f — частота, *гц*; $w_э$ — эффективное число последовательных витков в фазе; B_δ — максимальная индукция в воздушном зазоре, *тл*; b_z — ширина зубца ротора, *м*; l_i — расчетная длина активной части, *м*.

Потоки, созданные обмоткой якоря, определяют через потоки, созданные обмоткой возбуждения при холостом ходе. Для этого н. с. обмотки якоря F_d и F_{d0} в продольной и F_q в поперечной осях приводят к обмотке возбуждения. Приведение производится по известным формулам для расчета обычных синхронных машин с использованием коэффициентов k_d, k_q и $k_{d0}=\frac{\pi}{2}\frac{1}{k_1}$.

3-6. РЕЗУЛЬТИРУЮЩИЙ ПОТОК ПРИ НАГРУЗКЕ

Рассмотрев форму кривой распределения потока в зазоре при нагрузке, можно установить, что она отлична от соответствующей формы кривой при холостом ходе. Это объясняется различной формой кривых распределения потока, созданных обмоткой возбуждения и обмоткой якоря, вследствие чего при равных величинах потоков первых гармоник величины полного потока, созданного обмоткой якоря и обмоткой возбуждения, различны.

Разность полных потоков, созданных обмотками якоря и возбуждения, при равных потоках первой гармоники называют потоком дифференциального рассеяния. При расчете магнитной цепи обычного синхронного генератора величиной потока дифференциального рассеяния, как правило, пренебрегают.

Поток дифференциального рассеяния в индукторных генераторах относительно больше, чем в нормальных синхронных машинах. При расчете магнитных нагрузок в зазоре и якоре необходимо учитывать этот поток, иначе получится существенное расхождение результатов опыта и расчета для нагрузочного режима индукторного генератора.

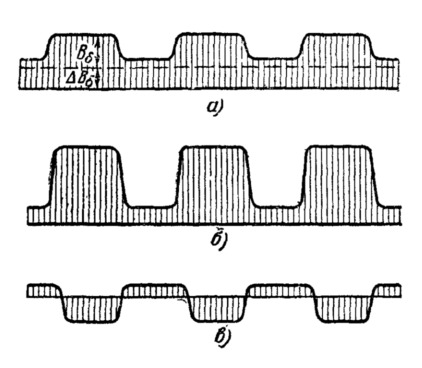


Рис. 3-7.

На рис. 3-7,*а* приведена примерная кривая распределения потока в зазоре при реактивной нагрузке, а на рис. 3-7,*б* и 3-7,*в* кривые распределения потока, созданного обмоткой возбуждения и обмоткой якоря, наложение которых и дает результирующий поток в зазоре.

В первом приближении мы можем представить кривую распределения потока при нагрузке как результат наложения кривой индукции при холостом ходе (максимальная индукция B_δ) и постоянной составляющей ΔB_δ, рис. 3-7.

При таком представлении мы предполагаем, что относительные величины высших пространственных гармоник в кривой индукции от н. с. обмотки возбуждения и обмотки якоря одни и те же (амплитуды первых гармоник приняты за единицы).

Таким образом, расчетная индукция в воздушном зазоре

$$B_{\delta p} = B_\delta + \Delta B_\delta.$$

Величина B_δ определяется через поток $\Phi_{\delta 1}$, соответствующий э. д. с. $E_{\delta 1}$ по методике расчета режима холостого хода. Величина ΔB_δ может быть определена через поток дифференциального рассеяния $\Delta\Phi_\delta$:

$$\Delta B_\delta = \frac{\Delta\Phi_\delta}{2\tau l_i}.$$

Поток дифференциального рассеяния определяется разностью постоянных составляющих потоков, созданных обмоткой возбуждения, при н. с. F_d (так называемая

размагничивающая продольная реакция якоря) и при неприведенной н. с. обмотки якоря F_d/k_d:

$$\Delta\Phi_\delta = F_d\Lambda\left(1 - \frac{\pi}{2k_1k_d}\right), \qquad (3\text{-}29)$$

где Λ — полная проводимость магнитной цепи,

$$\Lambda = \frac{\Phi_{2\tau}}{\Sigma F};$$

ΣF — н. с., необходимая для проведения потока $\Phi_{2\tau}$ при холостом ходе.

В случае, когда характеристика намагничивания существенно отличается от линейной зависимости, точное определение величины потока дифференциального рассеяния $\Delta\Phi$ требует графических построений, мало удобных при практических расчетах.

Можно рекомендовать следующую методику расчета $\Delta\Phi_\delta$. За величину проводимости Λ принимаем проводимость магнитной цепи в зоне, расположенной несколько выше точки, определяемой величиной E_δ. Учитывая, что величина $\Delta\Phi_\delta/\Phi_\delta$ обычно составляет 5—15%, искомую проводимость мы можем определять следующим выражением:

$$\Lambda = \frac{\Phi_\delta}{10\,(\Sigma F'' - \Sigma F')}, \qquad (3\text{-}30)$$

где $\Sigma F'$, $\Sigma F''$ — намагничивающая сила при потоке двойного полюсного деления соответственно Φ_δ и $1{,}1\Phi_\delta$.

Таким образом, окончательно имеем:

$$B_{\delta p} = \frac{\Phi_\delta}{b_z l_i} k_m + \frac{1}{2\tau l_i}\frac{F_d}{(\Sigma F'' - \Sigma F')}\frac{\Phi_\delta}{10}\left(1 - \frac{\pi}{2k_1k_d}\right). \qquad (3\text{-}31)$$

Величины $\Sigma F''$ и $\Sigma F'$ могут быть взяты из расчетной характеристики холостого хода.

В случае, когда нагрузка генератора смешанная и имеются продольная и поперечная реакции якоря, расчет необходимой н. с. обмотки возбуждения может быть произведен по аналогичной методике. В этом случае продольная н. с. реакции якоря при заданной нагрузке

$$F_{d\text{н}} = F_1 \sin\psi, \qquad (3\text{-}32)$$

где ψ — угол сдвига между током нагрузки и э. д. с. за синхронной реактивностью (рис. 3-8).

Для определения реактивности якоря необходимо построить характеристику холостого хода зубцовой зоны, т. е. $E=f(F_{\delta z})$, где E — э. д. с. холостого хода; $F_{\delta z}$ — сумма магнитных напряжений зазора и зубцов статора и ротора.

По этой характеристике определяем реактивную э. д. с. при н. с. якоря F_d и F_q и, отнеся полученную э. д. с. к току, которому соответствуют F_d и F_q, получим соответствующие реактивности:

$$x_{ad}=\frac{E}{I}\frac{F_d}{F_{\delta z}} \qquad (3\text{-}33)$$

и

$$x_{aq}=\frac{E}{I}\frac{F_q}{F_{\delta z}}, \qquad (3\text{-}34)$$

либо

$$x_{aq}=\frac{E}{I}\frac{F_d}{F_{\delta z}}k_q. \qquad (3\text{-}35)$$

Полученное таким образом значение x_{ad} соответствует условиям достаточно большой проводимости спинки. Для получения формулы, учитывающей влияние проводимости спинки на реактивность продольной оси и удобной при практических расчетах, выразим (3-19) через коэффициенты магнитного поля. По определению коэффициентов магнитного поля имеем:

$$\frac{\lambda_1^0}{\lambda_{0I}^{I}+\frac{1}{2}\lambda_{2d}^{I}}=\frac{1}{k_d};$$

$$\frac{1}{2}\frac{\lambda_{1d}^{I}}{\lambda_a+\lambda_0^0}=\frac{k_{d0}}{1+\frac{\lambda_a}{\lambda_0^0}}=\frac{\pi}{2k_1}\frac{1}{1+\frac{\lambda_a}{\lambda_0^0}}.$$

По расчету магнитной цепи для холостого хода мы имеем $F_{\delta z}$ — магнитное напряжение зазора и зубцов статора и ротора, F_a — магнитное напряжение спинки статора и ротора. Тогда

$$\frac{\lambda_a}{\lambda_0^0}=\frac{F_{\delta z}}{F_a};$$

$$\frac{F_{\delta z}}{\Sigma F}=\frac{\lambda_a}{\lambda_a+\lambda_0^0}=k_{\delta z},$$

где $\Sigma F = F_{\delta z} + F_a$ — н. с. обмотки возбуждения при холостом ходе.

Окончательно получим:

$$k_x = 1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d}(1 - k_{\delta z}) = 1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d}\frac{F_a}{\Sigma F}. \quad (3\text{-}36)$$

С учетом конечной проводимости спинки выражение для продольной реактивности примет вид:

$$x_{ad} = \frac{E}{I}\frac{F_d}{F_{\delta z}}\left(1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d}\frac{F_a}{\Sigma F}\right). \quad (3\text{-}37)$$

Реактивность рассеяния

$$x_s = \frac{4\pi f w^2 l_i}{\alpha n_{\text{п}} p q}\sum \lambda, \quad (3\text{-}38)$$

где $n_{\text{п}}$ — число пакетов; p — число пар полюсов (число зубцов ротора); q — для трехфазных машин — число пазов на полюс и фазу, для однофазных — число пазов на полюс; α — относительная полюсная дуга по возбуждению,

$$\alpha = \frac{\beta_m}{\gamma_m} \text{ (см. рис. 6-10)};$$

здесь β_m — угол полюсной дуги возбуждения, в котором расположены пазы обмотки переменного тока; γ_m — угол полюсного деления по возбуждению.

Для одноименнополюсных машин $\alpha = 1$.

$$\Sigma\lambda = \lambda_{\text{п}} + \lambda_s + \lambda_z,$$

где $\lambda_{\text{п}}$ — проводимость рассеяния паза; λ_s — проводимость рассеяния лобовых частей; λ_z — проводимость рассеяния высших гармонических.

Синхронные реактивности индукторных генераторов по продольной и поперечной осям могут быть определены так же, как и для обычных синхронных генераторов.

Для трехфазных машин

$$x_d = x_{ad} + x_s; \quad (3\text{-}39)$$

$$x_q = x_{aq} + x_s. \quad (3\text{-}40)$$

Для однофазных

$$x_d = x_{ad} + x_s + x_{a2}; \quad (3\text{-}41)$$

$$x_q = x_{aq} + x_s + x_{a2}, \qquad (3\text{-}42)$$

где x_{a2} — реактивность обратного следования,

$$x_{a2} = \frac{x'_{ad} + x'_{aq}}{2} \qquad (3\text{-}43)$$

(x'_{ad}, x'_{aq} — переходные реактивности реакции якоря по продольной и поперечной осям, которые определяются в § 3-10).

Перейдем к построению векторной диаграммы.

На векторной диаграмме, как известно, можно изображать только величины, синусоидально изменяющиеся во времени с одной и той же частотой. Это заставляет вводить ряд условностей при построении векторной диаграммы токов, н. с. и потоков. Представление потоков на векторной диаграмме индукторной машины нецелесообразно, так как всегда, кроме вращающейся волны потока в воздушном зазоре, которая просто может быть изображена на векторной диаграмме, имеется постоянная составляющая, без которой не могут быть рассмотрены процессы в генераторе. Изображение постоянной составляющей на векторной диаграмме неудобно, тем более, что соотношение между величинами постоянной и переменной составляющих потока для различных режимов работы генератора различно.

Векторная диаграмма э. д. с., напряжений и токов для генераторов индукторного типа может быть построена аналогично известной векторной диаграмме явнополюсной синхронной машины. Такая диаграмма изображена на рис. 3-8. Здесь приняты следующие обозначения:

$\dot{E}_s$ — э. д. с. от потоков рассеяния лобовых частей, паза и высших гармоник н. с. В однофазном генераторе в величину $\dot{E}_s$ должна входить также э. д. с. $\dot{E}_2$ от потока, созданного обратновращающейся первой гармоникой н. с.;

$\dot{E}_{ad}$, $\dot{E}_{aq}$ — э. д. с. от потоков соответственно продольной и поперечной реакций якоря.

Величины $\dot{E}_s$, $\dot{E}_{ad}$ и $\dot{E}_{aq}$ в случае индукторного генератора, так же как и в случае обычной синхронной машины, могут быть представлены через падения напряжений на соответствующих реактивных сопротивлениях $x_s + x_2$, x_{ad} и x_{aq}, для определения которых выше были получены расчетные формулы.

По векторной диаграмме определяется продольный ток $\dot{I}_d$, а затем и размагничивающая н. с. $\dot{F}_d$. Таким образом, векторная диаграмма позволяет полностью определить нагрузочный режим генератора.

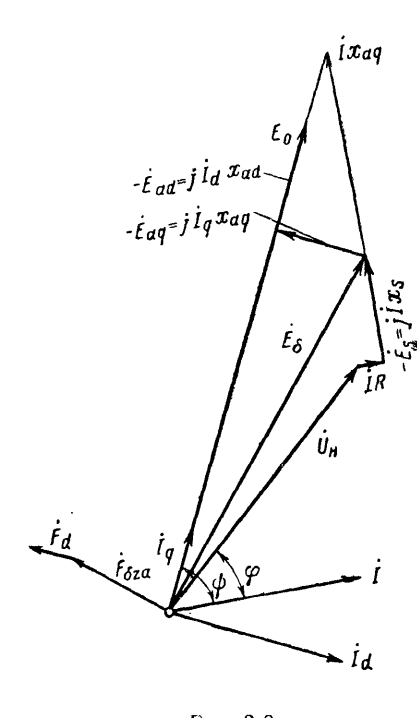


Рис. 3-8.

В обычном синхронном генераторе магнитный поток при коротком замыкании сравнительно невелик, он определяется реактивностью рассеяния якоря и составляет 6—12% потока при холостом ходе и номинальном напряжении. Поэтому характеристика короткого замыкания обычного синхронного генератора всегда представлена прямой линией.

В индукторных генераторах реактивность рассеяния якоря, как будет показано в гл. 7, относительно больше, чем в обычных синхронных машинах. Кроме того, вследствие значительного потока дифференциального рассеяния поток в спинке в режиме короткого замыкания больше, чем при соответствующей э. д. с. холостого хода, равной падению напряжения на реактивности рассеяния якоря от тока короткого замыкания. Поэтому в некоторых индукторных генераторах величина потока в спинке при номинальном токе в режиме короткого замыкания может быть одного порядка с потоком, существующим при холостом ходе и номинальном напряжении.

Вследствие вышеизложенного характеристика короткого замыкания индукторного генератора может быть нелинейной уже при токах, немного превышающих номинальный. По этой же причине в одноименнополюсных

генераторах, где часть магнитной цепи выполняется из стального литья, характеристика короткого замыкания имеет заметную петлю гистерезиса.

3-8. ВЫСШИЕ ГАРМОНИКИ Н. С. ЯКОРЯ

Как известно, n-я пространственная гармоника н. с. вращается с соответствующей скоростью, в n раз меньшей скорости вращения основной гармоники, согласно или против вращения ротора. В дальнейшем в качестве примера проанализируем потоки и э. д. с., вызванные 5-й пространственной гармоникой н. с. симметричной трехфазной обмотки. Эта гармоника н. с. вращается относительно статора со скоростью $\frac{1}{5}\omega$, а относительно ротора со скоростью $\frac{6}{5}\omega$ в сторону, противоположную вращению ротора.

Пусть в момент начала отсчета времени (момент совпадения оси полюса и оси рассматриваемой фазы) максимум волны первой гармоники н. с. сдвинут относительно оси рассматриваемого полюса на угол θ_0 в сторону, противоположную направлению вращения ротора. На этот же угол θ_0 (*эл. рад*) будет сдвинут максимум каждой высшей гармоники н. с. относительно оси рассматриваемого полюса. Учитывая это, 5-ю гармонику н. с. можно записать в системе координат, неподвижной относительно статора, следующим образом:

$$F_5 \cos(5\theta + \omega t + \theta_0), \tag{3-44}$$

где F_5 — амплитуда 5-й гармоники н. с.

В системе координат, неподвижной относительно ротора, 5-я гармоника н. с. запишется в виде:

$$F_5 \cos(5\gamma + 6\omega t + \theta_0). \tag{3-45}$$

Так как 5-я гармоника н. с. вращается относительно ротора, то ее продольная и поперечная составляющие будут в отличие от продольной и поперечной составляющих основной волны н. с. пульсировать во времени.

Продольная составляющая 5-й гармоники н. с.

$$a_{5d} = F_5 \cos 5\gamma \cos(6\omega t + \theta_0) \tag{3-46}$$

и поперечная составляющая

$$a_{5q} = -F_5 \sin 5\gamma \sin(6\omega t + \theta_0). \tag{3-47}$$

Умножая продольную и поперечную составляющие н. с. на соответствующие им проводимости (эта операция законна, так как каждая составляющая н. с. в пространстве неподвижна относительно ротора), получим пульсирующие во времени и неподвижные относительно ротора волны индукции:

$$B_{5d}=\frac{1}{2}F_5\cos(6\omega t+\theta_0)\sum_{n=0}^{\infty}\lambda^{\mathrm{V}}_{nd}[\cos(5+n)\gamma+$$
$$+\cos(5-n)\gamma]; \qquad (3\text{-}48)$$

$$B_{5q}=-\frac{1}{2}F_5\sin(6\omega t+\theta_0)\sum_{n=0}^{\infty}\lambda^{\mathrm{V}}_{nq}[\sin(5+n)\gamma+$$
$$+\sin(5-n)\gamma]. \qquad (3\text{-}49)$$

Нас интересуют только гармоники индукции, которые индуктируют в обмотке якоря первую временную гармонику э. д. с. Эти гармоники индукции могут быть получены из выражений (3-48) и (3-49) при подстановке $n=0$; 2; 10; 12. Все остальные гармоники индукции или вообще не образуют потокосцеплений с обмоткой якоря (четные гармоники пространственного распределения), или наводят в обмотке якоря высшие временные гармоники э. д. с., которые мы не рассматриваем.

Таким образом, интересующие нас волны индукции

$$B'_{5d}=\frac{1}{2}F_5\left[\left(\lambda^{\mathrm{V}}_{0d}+\frac{1}{2}\lambda^{\mathrm{V}}_{10d}\right)\cos(5\gamma+6\omega t+\theta_0)+\right.$$
$$\left.+\frac{1}{2}(\lambda^{\mathrm{V}}_{2d}+\lambda^{\mathrm{V}}_{12d})\cos(7\gamma+6\omega t+\theta_0)\right] \qquad (3\text{-}50)$$

и

$$B'_{5q}=\frac{1}{2}F_5\left[\left(\lambda^{\mathrm{V}}_{0q}-\frac{1}{2}\lambda^{\mathrm{V}}_{10q}\right)\cos(5\gamma+6\omega t+\theta_0)+\right.$$
$$\left.+\frac{1}{2}(\lambda^{\mathrm{V}}_{2q}-\lambda^{\mathrm{V}}_{12q})\cos(7\gamma+6\omega t+\theta_0)\right]. \qquad (3\text{-}51)$$

Определяя потокосцепление обмотки якоря от этих гармоник индукции и дифференцируя его по времени, получим реактивную э. д. с., созданную соответственно

продольной и поперечной составляющими н. с.:

$$e_{5d}=\frac{\tau}{\pi}l_i w\omega F_5\left[\frac{1}{5}k_{05}\left(\lambda^{V}_{0d}+\frac{1}{2}\lambda^{V}_{10d}\right)-\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{7}k_{07}\times\right.$$
$$\left.\times(\lambda^{V}_{2d}+\lambda^{V}_{12d})\right]\sin(\omega t+\theta_0) \tag{3-52}$$

и

$$e_{5q}=\frac{\tau}{\pi}l_i w\omega F_5\left[\frac{1}{5}k_{05}\left(\lambda^{V}_{0q}+\frac{1}{2}\lambda^{V}_{10q}\right)-\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{7}k_{07}\times\right.$$
$$\left.\times(\lambda^{V}_{2q}+\lambda^{V}_{12q})\right]\sin(\omega t+\theta_0). \tag{3-53}$$

Полученные выражения ничем не отличаются от соответствующих выражений для обычных явнополюсных синхронных машин. Такой результат ясен из следующего: особенность индукторного генератора — наличие нечетных гармонических в проводимости зазора — не влияет на выражения (3-52) и (3-53), так как все волны потока, определяемые нечетными гармониками проводимости, имеют пространственное распределение четных гармонических и поэтому не образуют потокосцепления с обмоткой статора.

Упростим (3-52) и (3-53), введя допущения, принимаемые в теории обычных синхронных машин:

1) считаем

$$\lambda^{V}_{0d}=\lambda^{V}_{0q}=\lambda^{V}_{0};$$

2) пренебрегаем высшими гармониками проводимости, т. е. считаем

$$\lambda^{V}_{2d}\ll\lambda^{V}_{0};\ \lambda^{V}_{2q}\ll\lambda^{V}_{0};\ \lambda^{V}_{10d}\ll\lambda^{V}_{0};\ \lambda^{V}_{10q}\ll\lambda^{V}_{0};$$
$$\lambda^{V}_{12d}\ll\lambda^{V}_{0};\ \lambda^{V}_{12q}\ll\lambda^{V}_{0}.$$

Введя эти допущения и суммируя э. д. с. от продольной и поперечной составляющих н. с., получим полную величину э. д. с. от 5-й гармоники н. с.:

$$e_5=\frac{2}{\pi}\frac{\tau}{5}l_i\omega w k_{05}\lambda^{V}_0\sin(\omega t+\theta_0). \tag{3-54}$$

Аналогичные выражения могут быть получены для любой гармоники н. с. В общем случае для n-й гармоники н. с.

$$e_n=\frac{2}{\pi}\frac{\tau}{n}l_i\omega w k_{0n}F_n\lambda^{n}_0\sin(\omega t+\theta_0). \tag{3-55}$$

Суммируя все реактивные э. д. с., созданные высшими гармониками н. с., получим:

$$e = \frac{2}{\pi} \tau l_i \omega w \sum_{n=3}^{\infty} \frac{F_n}{n} k_{on} \lambda_0^n \sin(\omega t + \theta_0), \tag{3-56}$$

где n — номера всех гармоник, имеющихся в волне н. с. якоря.

Выражая F_n через обмоточные данные и приводя эту величину к единичному току, получим реактивность от высших гармоник н. с.:

$$x_k = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \tau l_i \omega w^2 \frac{0{,}45m}{p} \sum_{n=3}^{\infty} \frac{k_{on}^2}{n^2} \lambda_0^n. \tag{3-57}$$

Трудность, возникающая при практическом расчете реактивности рассеяния от высших гармоник н. с., сводится к определению $\sum_{n=3}^{\infty} \frac{k_{on}^2}{n^2} \lambda_0^n$. Обмоточные коэффициенты k_{on} для высших гармоник могут быть определены достаточно просто. Известно также, что $\sum_{n=3}^{\infty} \frac{k_{on}^2}{n^2}$ может быть выражена в конечной форме. Расчет проводимости λ_0^n для соответствующих высших гармоник вызывает затруднения.

Как известно, в случае равномерного зазора такая задача может быть решена строго. Если предположить, что радиус цилиндрических граничных поверхностей достаточно велик по сравнению с зазором, то проводимость зазора длиной δ для n-й гармоники н. с. можно определить следующей формулой:

$$\lambda_0^n = \frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{\delta} \frac{n\pi\delta}{\tau} \operatorname{cth} \frac{n\pi\delta}{\tau}. \tag{3-58}$$

Пренебрежение увеличением проводимости для высших гармоник н. с. может привести к значительной погрешности; например, используя (3-58) при $\delta/\tau = 0{,}05$ получим, что проводимость для 5-й гармоники н. с. на 20%, а для 11-й гармоники на 83% больше, чем для первой гармоники н. с.; в случае $\delta/\tau = 0{,}1$, что имеет место в генераторах индукторного типа, проводимость для 5-й гармоники н. с. уже на 66% больше, чем для первой.

Ниже рассмотрены два приближенных метода, с помощью которых в формуле (3-57) может быть учтена различная проводимость воздушного зазора для соответствующих высших гармоник н. с.

По первому методу определяется проводимость рассеяния высших гармоник для двух областей: воздушного зазора над зубцом ротора, паза ротора.

Для первой области зазор равномерен, и мы можем использовать выражение (3-58). Для второй области будем считать, что глубина паза достаточно велика по сравнению с полюсным делением и, пренебрегая влиянием стенок паза, применим известное выражение для проводимости потокам, созданным обмоткой статора на активной длине при удаленном роторе. Используя эти упрощения и предполагая, что реактивность рассеяния определяется по формуле (3-38), получим величину условной проводимости рассеяния для расчета реактивности от высших гармоник н. с.:

$$\lambda_k = 10^{-7} \frac{Z_1}{p} \sum_{n=3}^{\infty} \frac{k_{on}^2}{n} \left[\frac{b_z}{\tau} \operatorname{cth} \frac{\pi n \delta k_\delta}{\tau} + \frac{b_п}{\tau} \right], \qquad (3\text{-}59)$$

где Z_1 — число пазов статора; $b_п$ — ширина паза ротора, *м*; k_δ — коэффициент воздушного зазора.

Второй приближенный метод расчета сводится к следующему. Пусть задан неравномерный зазор, проводимость которого для н. с. возбуждения

$$\lambda_k^{0i} = \sum_{n=0}^{\infty} \lambda_n^0 \cos n\gamma.$$

Для расчета реактивности от высших гармоник н. с. необходимо определить λ_0^n. Выберем такой равномерный воздушный зазор (будем называть его эффективным), который определяется следующим условием: проводимость эффективного зазора для н. с. возбуждения должна быть:

$$\lambda_{эфф}^0 = \lambda_0^0,$$

где λ_0^0 — первый член ряда, определяющего проводимость заданного неравномерного зазора.

Предположим, что для n-й гармоники н. с. первый член ряда, определяющего проводимость заданного не-

равномерного зазора, будет таким же, что и для рассмотренного эффективного зазора. Тогда, применяя выражение (3-58), получим следующую формулу для расчета проводимости рассеяния высших гармоник н. с.:

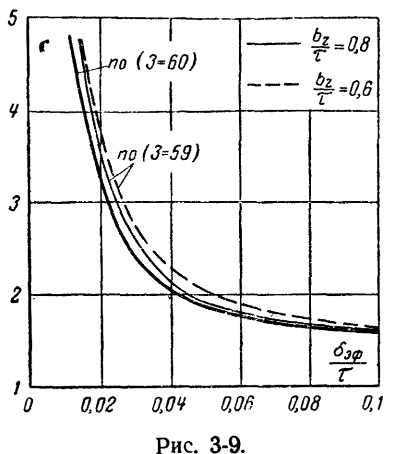


Рис. 3-9.

$$\lambda_k = 2\cdot 10^{-7}\frac{Z_1}{p}\sum_{n=3}^{\infty}\frac{k_{on}^2}{n}\,\mathrm{cth}\frac{n\pi\delta_{эфф}}{\tau}, \qquad (3\text{-}60)$$

где $\delta_{эфф}$ — эффективный зазор, который можно определить через коэффициент k_m:

$$\delta_{эфф} = \frac{2k_m\tau\delta k_\delta}{b_z}. \qquad (3\text{-}61)$$

Для сравнения величин λ_k, полученных по формулам (3-59) и (3-60), на рис. 3-9 построена величина суммы, входящая в эти выражения, в функции от эффективного зазора при двух соотношениях в размерах: $b_z/\tau=0{,}8$ и $b_z/\tau=0{,}6$. В обоих случаях принималось $k_{on}=1$. Как следует из рис. 3-9, величина суммы зависит только от $\delta_{эфф}$ и практически не зависит от ширины зубца ротора. Можно считать, что результаты расчетов по формулам (3-59) и (3-60) практически совпадают.

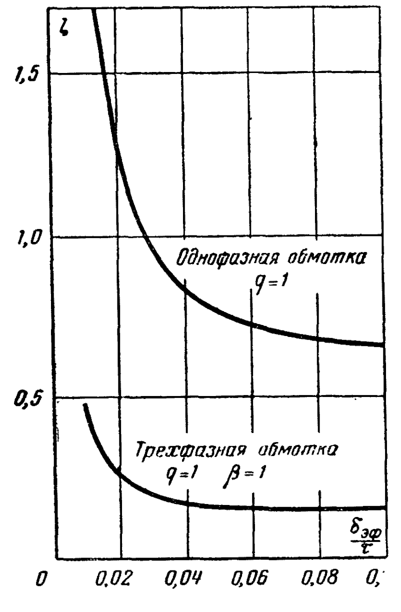


Рис. 3-10.

Для практических расчетов более удобна вторая формула (3-60). В случае однофазной обмотки, учитывая наличие для каждой гармоники н. с. прямо- и обратновращающейся составляющих, необходимо удвоить величину, полученную по формуле (3-60).

В целях удобства практического расчета для области значений $\delta_{эфф}/\tau$ до 0,1 рассчитаны соответствующие суммы и построены в виде кривых. Практический расчет следует производить по формуле

$$\lambda_k = \frac{Z_1}{p} \zeta \cdot 10^{-6}. \tag{3-62}$$

Величина ζ определяется по рис. 3-10.

3-9. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

Рассмотрим с качественной стороны протекание переходного процесса в индукторном генераторе. В качестве примера возьмем трехфазный генератор с постоянным потоком, в котором при работе вхолостую происходит симметричное короткое замыкание. Пренебрегая активным сопротивлением обмотки якоря, будем считать, что ток короткого замыкания создает только продольную н. с. якоря. Величина тока, возникающего при коротком замыкании, определяется проводимостью участков пути, по которым проходит магнитный поток, сцепленный с обмоткой якоря и наводящий в последней э. д. с. самоиндукции. Распределение потоков и потокосцеплений в первый момент короткого замыкания отличается от распределения потоков в установившемся режиме. Действительно, постоянная составляющая потока, созданного обмоткой якоря, будет в первое мгновение определяться не только н. с. якоря и проводимостью воздушного зазора, но также и параметрами обмотки возбуждения (магнитную проводимость спинки в установившемся режиме мы при первом рассмотрении считаем достаточно большой).

Такой вывод обоснован следующим. В момент короткого замыкания должна появиться постоянная составляющая реакции якоря, сцепленная с обмоткой возбуждения. Для простоты рассмотрения будем считать, что спинки статора и ротора выполнены из шихтованной стали и вихревые токи в них отсутствуют. Обмотка возбуждения представляет собой замкнутый контур, для которого справедлив закон постоянства потокосцепления. Следовательно, в первое мгновение после короткого замыкания полное потокосцепление обмотки возбуждения не может измениться, и поэтому изменение потокосцепления за счет появления постоянной составляющей по-

тока реакции якоря должно быть скомпенсировано соответствующим изменением потокосцепления обратного знака за счет изменения потоков рассеяния обмотки возбуждения.

Очевидно, что в момент короткого замыкания в результате появления постоянной составляющей потока реакции якоря должен произойти толчок тока возбуждения, обеспечивающий рост потоков рассеяния для поддержания постоянства потокосцепления обмотки возбуждения. Вместе с тем при этом уменьшается постоянная составляющая потока реакции якоря. Ее величина, возникающая в первое мгновение короткого замыкания, зависит от величины проводимости рассеяния обмотки возбуждения.

Таким образом, в первый момент короткого замыкания постоянная составляющая потока, созданного обмоткой якоря, не может достичь установившейся величины вследствие демпфирования ее обмоткой возбуждения.

Уменьшение постоянной составляющей потока реакции якоря вследствие, например, конечного значения магнитной проводимости спинки, тоже приводит к уменьшению первой гармоники потока и соответственно реактивной э. д. с. якоря. Следовательно, в первое мгновение короткого замыкания вследствие меньшей, чем при установившемся режиме, величине постоянной составляющей потока, должны быть и соответственно меньшие величины первой гармоники потока и реактивной э. д. с. якоря.

Через некоторый промежуток времени, определяемый временем затухания процессов в обмотке возбуждения, постоянная составляющая потока якоря достигнет установившегося значения, все переходные процессы закончатся, и установится ток короткого замыкания меньшей величины, чем в первое мгновение.

Из изложенного ясно, что постоянная составляющая потока реакции якоря в индукторных генераторах играет ту же роль, что и поток реакции якоря, сцепленный с обмоткой возбуждения, в обычных синхронных машинах. Таким образом, качественное рассмотрение приводит к выводу о близкой аналогии в характере переходных процессов в индукторных и обычных синхронных машинах. В связи с этим целесообразно ввести в индукторных генераторах понятия переходных параметров, аналогичных переходным параметрам обычных синхронных машин.

При наличии массивных участков магнитопровода, например спинки статора и ротора одноименнополюсного генератора, картина принципиально остается такой же, хотя и несколько осложняется, так как в этом случае следует учитывать демпфирующее влияние не только обмотки возбуждения, но и массивных участков магнитопровода.

Приведенное рассмотрение относилось к продольной оси. Переходные процессы в поперечной оси практически отсутствуют, так как нет трансформаторной связи между обмотками якоря и возбуждения.

Найдем общие зависимости, определяющие параметры индукторного генератора в продольной оси при переходном режиме. Рассмотрим случай, когда все участки магнитной цепи шихтованные. С целью получения простой методики практического расчета разобьем индуктивность обмотки якоря L_d на две составляющие:

L_{ad} — индуктивность, определяемая потокосцеплением обмотки якоря от потока, созданного в воздушном зазоре первой гармонической н. с. якоря;

L_s — индуктивность якоря, определяемая как разность полной индуктивности L_d и составляющей L_{ad}, определенной выше.

Величина L_s будет определяться потоками, которые удобно разбить на следующие составляющие: 1) поток рассеяния лобовых частей обмотки якоря; 2) поток пазового рассеяния; 3) потоки, проходящие через воздушный зазор и созданные высшими гармониками н. с. якоря (эта составляющая не соответствует потокам рассеяния высших гармонических н. с. при установившемся режиме, так как в переходном процессе должны учитываться все гармоники потока, созданные каждой гармоникой н. с. и образующие потокосцепление с обмоткой якоря. При установившемся режиме учитываются только те гармоники потока, которые индуктируют в обмотке якоря первую временную гармонику э. д. с. Однако для упрощения методики практического расчета и, как показывает опыт, без введения значительной погрешности, указанным выше несоответствием целесообразно пренебречь; 4) высшие гармоники потока, сцепленные с обмоткой якоря и созданные первой гармоникой н. с. При практическом расчете мы пренебрегаем этой составляющей.

Индуктивность обмотки возбуждения L_m также разобьем на две составляющие: 1) L_{mm} — индуктивность от потока, проходящего через зазор; 2) $L_{m\sigma}$ — индуктивность обмотки возбуждения от потоков, не проходящих через зазор.

Коэффициент взаимной индукции между обмотками якоря и возбуждения обозначим M.

Рассмотрим, что произойдет после короткого замыкания на зажимах обмотки якоря. Потокосцепление обмотки якоря в переходном режиме будет определяться уравнением

$$\Psi'_d = i_a L_s + i_a L_{ad} + i_m M, \qquad (3\text{-}63)$$

где i_a — ток в обмотке якоря; i_m — ток в обмотке возбуждения.

Если принять, что сопротивление источника тока, питающего обмотку возбуждения, а также активное сопротивление обмотки возбуждения достаточно малы по сравнению с индуктивным сопротивлением обмотки возбуждения, то для цепи возбуждения справедливо уравнение

$$i_m L_{mm}\sigma + i_a M = 0, \qquad (3\text{-}64)$$

где

$$\sigma = 1 + \frac{L_{m\sigma}}{L_{mm}}.$$

Подставляя i_m из (3-64) в (3-63), имеем:

$$\Psi'_d = i_a L_s + i_a L_{ad}\left(1 - \frac{1}{k\sigma}\right), \qquad (3\text{-}65)$$

где

$$k = \frac{L_{ad} L_{mm}}{M^2}.$$

Величине потокосцепления Ψ'_d соответствует переходная реактивность

$$x'_d = x_s + x_{ad}\left(1 - \frac{1}{k\sigma}\right). \qquad (3\text{-}66)$$

После преобразования получим:

$$x'_d = x_s + \frac{1}{\dfrac{1}{x_{ad}(k-1) + x_{m\sigma}\dfrac{x_{ad}}{x_{mm}}k} + \dfrac{1}{x_{ad}}}. \qquad (3\text{-}67)$$

Схема замещения, представляющая переходную реактивность продольной оси индукторного генератора по уравнению (3-67), изображена на рис. 3-11. Она принципиально ничем не отличается от схемы замещения той же реактивности для обычной синхронной машины.

Такой результат вполне понятен, так как выражение для переходной реактивности было выведено без учета каких-либо особенностей генератора индукторного типа. Данный вывод справедлив для любых двух контуров тока, между которыми существует магнитная связь, и следовательно, в равной мере справедлив как для обычного синхронного, так и индукторного генераторов.

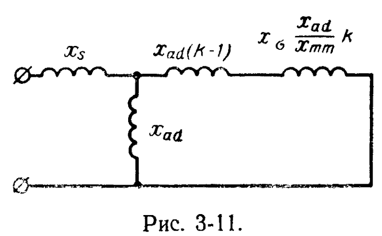


Рис. 3-11.

Отличительной особенностью индукторного генератора является относительно большая величина k, что является следствием большего, чем в нормальных синхронных машинах, различия между кривыми распределения потоков в зазоре, созданных обмотками возбуждения и якоря, или большей величины дифференциального рассеяния. Это приводит в индукторных генераторах к меньшей разнице в величинах x_d и x'_d.

Множитель $\frac{x_{ad}}{x_{mm}} k$, стоящий при реактивности рассеяния обмотки возбуждения $x_{m\sigma}$, является коэффициентом приведения параметров обмотки возбуждения к обмотке якоря.

Полученное выражение (3-67) и соответствующая ему схема замещения не являются единственными для представления переходной реактивности двух индуктивно связанных контуров. Действительно, в схеме рис. 3-11 произвольным являлось выделение части полной индуктивности первичного контура L_s, что делалось только для удобства практического расчета.

Можно получить более общее выражение для переходной реактивности. Потокосцепление обмотки якоря в переходном режиме будет:

$$\Psi'_d = i_a L_a + i_m M. \tag{3-68}$$

Представим Ψ'_d в виде

$$\Psi'_d = i_a \xi L_d + i_a (1 - \xi) L_d + i_m M, \tag{3-69}$$

где ξ — произвольная величина.

Если, как и в предыдущем случае, пренебречь активным сопротивлением цепи возбуждения по сравнению с реактивным, то получим (3-64) и, подставляя i_m из (3-64) в (3-69), имеем:

$$\Psi'_d = i_a \xi L_d + i_a (1 - \xi) L_d \left(1 - \frac{1}{k\sigma}\right), \qquad (3\text{-}70)$$

где

$$k = \frac{(1 - \xi) L_d L_{mm}}{M^2}. \qquad (3\text{-}71)$$

Величине потокосцепления Ψ'_d соответствует переходная реактивность x'_d:

$$x'_d = x_d \xi + x_d (1 - \xi) \left(1 - \frac{1}{k\sigma}\right). \qquad (3\text{-}72)$$

Преобразовывая вторую составляющую, окончательно получим:

$$x'_d = x_d \xi + \frac{1}{\dfrac{1}{x_d (1 - \xi)(k - 1) + x_{m\sigma} \dfrac{x_d (1 - \xi)}{x_{mm}} k} + \dfrac{1}{x_d (1 - \xi)}}. \qquad (3\text{-}73)$$

Схема замещения, соответствующая выражению (3-73), изображена на рис. 3-12. Полученная ранее схема замещения (рис. 3-11) является частным случаем, когда

$$\xi = \frac{L_s}{L_d}. \qquad (3\text{-}74)$$

Существует множество схем замещения, представляющих переходную реактивность двух индуктивно связанных контуров, причем каждой схеме замещения соответствует определенное значение коэффициента приведения параметров вторичной цепи к первичной. В дальнейшем мы будем пользоваться схемой замещения, изображенной на рис. 3-11, так как при этом упрощается практическая методика расчета и каждая реактивность схемы замещения имеет физический смысл.

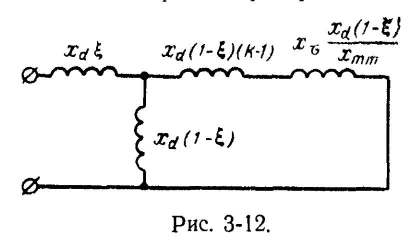


Рис. 3-12.

Приведенный выше анализ переходного процесса в простейшем генераторе индукторного типа, имеющем шихтованные участки магнитной цепи и только две обмотки (возбуждения и якоря), подтверждает аналогию в характере переходных процессов с обычным синхронным явнополюсным генератором, имеющим на роторе только обмотку возбуждения.

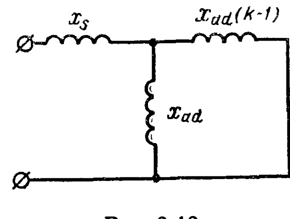


Рис. 3-13.

В одноименнополюсном индукторном генераторе спинка магнитной цепи обычно выполняется массивной, и при рассмотрении переходного процесса необходимо учесть влияние вихревых токов. Однако исследования показывают, что для существующих соотношений в размерах магнитной цепи при синусоидальном перемагничивании с частотой 500 *гц* и выше практически следует считать, что изменения магнитного потока, проходящего по массивным участкам магнитопровода, полностью демпфируются. Это тем более справедливо для первого мгновения переходного процесса. Схема замещения продольной переходной реактивности одноименнополюсного генератора, изображенная на рис. 3-13, получена с учетом указанных соображений.

3-10. РЕАКТИВНОСТЬ ПЕРЕХОДНОГО РЕЖИМА

Выше рассмотрены особенности переходного процесса в генераторах индукторного типа и получены общие выражения, определяющие соответствующие реактивности. Используя коэффициенты магнитного поля, можно получить формулы, удобные для практического расчета параметров переходного процесса.

Рассмотрим случай, когда спинка магнитной цепи массивна (одноименнополюсный генератор). Для поперечной оси, как отмечалось, всегда $x'_q = x_q$.

Для продольной оси получена схема замещения, изображенная на рис. 3-13, откуда

$$x'_d = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}(k-1)} + \frac{1}{x_{ad}}} \qquad (3\text{-}75)$$

или

$$x'_d = x_s + x_{ad}\left(1 - \frac{1}{k}\right), \qquad (3\text{-}76)$$

где

$$k = \frac{L_{ad}L_{mm}}{M^2}. \qquad (3\text{-}77)$$

Выражая k через коэффициенты магнитного поля, получим:

$$k = \frac{2}{\pi} k_d k_1. \qquad (3\text{-}78)$$

Подставив k в уравнение (3-75), получим формулу для расчета переходной реактивности продольной оси:

$$x'_d = x_s + x_{ad}\left(1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d}\right). \qquad (3\text{-}79)$$

Для генератора, у которого все участки магнитной цепи выполнены шихтованными (например, разноименнополюсный генератор) для переходной реактивности продольной оси получена схема замещения, показанная на рис. 3-11, откуда

$$x'_d = x_s + x_{ad}\left(1 - \frac{1}{k\sigma}\right), \qquad (3\text{-}80)$$

где

$$\sigma = 1 + \frac{L_{m\sigma}}{L_{mm}}.$$

Величины $L_{m\sigma}$ и L_{mm} могут быть определены из выражений

$$L_{mm} = 2pw_m^2 \tau l_i \lambda_0^0 \qquad (3\text{-}81)$$

и

$$L_{m\sigma} = 8p_m w_m^2 l_i \lambda_{ms}, \qquad (3\text{-}82)$$

где p_m — число пар полюсов возбуждения; w_m — число витков на полюс обмотки возбуждения;

$$\lambda_{ms} = \lambda_{m\text{п}} + \lambda_{ml};$$

$\lambda_{m\text{п}}$, λ_{ml} — проводимости рассеяния паза и лобовой части катушек возбуждения, отнесенные к единице расчетной длины машины. Эти проводимости могут быть определены так же, как и в случае однофазной расчесанной на две стороны катушечной обмотки якоря.

Если учесть, что

$$\lambda_0^0 = \frac{2\pi \cdot 10^{-7} b_z}{\tau \delta k_\delta k_m}, \qquad (3\text{-}83)$$

то получим:

$$\sigma = 1 + 6{,}4 \cdot 10^6 \frac{p_m \delta k_\delta k_m}{l\, b_z} \lambda_{ms}. \qquad (3\text{-}84)$$

3-11. ВЛИЯНИЕ СКОСА ЗУБЦОВ РОТОРА НА ПАРАМЕТРЫ ЯКОРЯ

В индукторных генераторах для улучшения формы кривой напряжения часто делают зубцы ротора скошенными. Величина скоса зубцов ротора достигает $^1/_2$, а иногда и $^2/_3$ полюсного деления. Скос зубцов ротора уменьшает магнитную связь обмотки возбуждения с обмоткой якоря, что должно быть учтено в расчете.

В режиме холостого хода влияние скоса зубцов при определении эффективного числа витков может быть учтено введением множителя $k_{\text{о.ск}}$. Этот множитель мы будем называть коэффициентом скоса. Величина его определяется выражением

$$k_{\text{о.ск}} = \frac{2 \sin \frac{\alpha_{\text{ск}}}{2}}{\alpha_{\text{ск}}}, \qquad (3\text{-}85)$$

где $\alpha_{\text{ск}}$ — угол скоса зубцов, *эл. рад*.

Рассмотрим, как влияет скос зубцов на реактивность реакции якоря. В первом приближении мы можем учитывать только первую гармонику изменения реактивности реакции якоря при переходе от продольной оси к поперечной. Тогда справедливо соотношение

$$x_\theta = \frac{x_{ad1} + x_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}} + \frac{x_{ad1} - x_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}} \cos 2\theta, \qquad (3\text{-}86)$$

где x_θ — реактивность реакции якоря при смещении осей нескошенного зубца ротора и обмотки якоря на угол θ; x_{ad1}, x_{aq1} — реактивности реакции якоря при нескошенном зубце соответственно в продольной и поперечной осях.

При определении x_{ad1} и x_{aq1} в эффективное число витков якоря введен коэффициент скоса.

Из формулы (3-86) могут быть получены следующие выражения для расчета эффективной реактивности реакции якоря в продольной и поперечной осях с учетом скоса зубцов:

$$x_{ad} = \frac{x_{ad1} + x_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}} + \frac{x_{ad1} - x_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}} \frac{\sin \alpha_{\text{ск}}}{\alpha_{\text{ск}}}; \qquad (3\text{-}87)$$

$$x_{aq} = \frac{x_{ad1} + x_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}} - \frac{x_{ad1} - x_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}} \frac{\sin \alpha_{\text{ск}}}{\alpha_{\text{ск}}}. \qquad (3\text{-}88)$$

Аналогичным образом могут быть получены формулы для учета влияния скоса пазов ротора на переходную реактивность:

$$x'_{ad}=\frac{x'_{ad1}+x'_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}}+\frac{x'_{ad1}-x'_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}}\frac{\sin\alpha_{\text{ск}}}{\alpha_{\text{ск}}};\qquad(3\text{-}89)$$

$$x'_{aq}=\frac{x'_{ad1}+x'_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}}-\frac{x'_{ad1}-x'_{aq1}}{2k^2_{\text{о.ск}}}\frac{\sin\alpha_{\text{ск}}}{\alpha_{\text{ск}}}.\qquad(3\text{-}90)$$

3-12. ВЛИЯНИЕ РАСКРЫТИЯ ПАЗОВ ЯКОРЯ НА ЕГО ПАРАМЕТРЫ

Влияние раскрытия пазов якоря на проводимость воздушного зазора учитывается обычно соответствующим коэффициентом.

Раскрытие пазов, помимо уменьшения проводимости зазора, приводит, если не принять специальных мер, к появлению в кривой напряжения так называемых зубцовых гармоник. Частоты наиболее существенных гармоник будут:

$$f_z=\frac{(Z_1\pm p)\,n}{60}.\qquad(3\text{-}91)$$

При большом числе пазов на полюс и фазу все зубцовые гармоники являются высшими гармониками. Учитывать раскрытие паза при расчете магнитной цепи индукторных генераторов для такого случая можно известным коэффициентом воздушного зазора.

В случае однофазного генератора при одном пазе на полюс ($Z_1=2Z_2$) одна из зубцовых гармоник имеет основную частоту генерируемого напряжения. Рассмотрим этот случай подробнее.

Раскрытие пазов на статоре для такого генератора может быть учтено, если в выражение каждого члена ряда, определяющего проводимость зазора, ввести множитель, учитывающий модуляцию во времени с частотой 2ω. Высшими гармониками модуляции проводимости мы пренебрегаем. При этом условии ряд, определяющий проводимость зазора для н. с. возбуждения при вращающемся роторе, имеет вид:

$$\lambda_0'=\lambda_0^0\,(1+a_0\cos 2\omega t)+\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_k\cos(k\theta-k\omega t)\,(1+a_k\cos 2\omega t),\qquad(3\text{-}92)$$

где a_0, a_k — глубина модуляции соответственно постоянной составляющей и k-й гармоники проводимости зазора.

Мы можем представить проводимость как сумму двух составляющих:

$$\lambda_0=\left[\lambda_0^0+\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_k^0\cos k\,(\theta-\omega t)\right]+$$
$$+\left[\lambda_0^0\,a_0\cos 2\omega t+\sum_{k=1}^{\infty}\lambda_k^0\cos k\,(\theta-\omega t)\,a_k\cos 2\omega t\right].\qquad(3\text{-}93)$$

Первая составляющая проводимости (первые квадратные скобки) аналогична проводимости при гладком статоре. Эту составляющую будем называть расчетной проводимостью зазора при открытых пазах. Потоки и э. д. с., созданные при воздействии н. с. на такую проводимость, были рассмотрены выше. Точное определение расчетной проводимости зазора требует специального исследования. В первом приближении будем определять расчетную проводимость заменой действительной геометрии статора гладкой поверхностью при эквивалентном зазоре, который определяется введением известного коэффициента воздушного зазора k_{δ}.

При воздействии н. с. возбуждения на вторую составляющую проводимости (вторые квадратные скобки) создаются пространственные гармоники потока и временные гармоники э. д. с. всех порядков. Следует отметить два обстоятельства.

1. Постоянная составляющая потока, сцепленная с обмоткой возбуждения, пульсирует с частотой 2ω. Эти пульсации будут демпфироваться обмоткой возбуждения, а также массивными участками магнитопровода, если последние имеются. Пульсация результирующего потока будет незначительной, так как проводимость рассеяния и активное сопротивление демпфирующих цепей невелики.

2. В обмотке переменного тока будут индуктироваться э. д. с. 1-й и 3-й временных гармоник равной величины. С целью подавления 3-й временной гармоники делают скос пазов, однако при этом в равной степени подавляется и первая временная гармоника э. д. с., возникающая в результате модуляции проводимости зазора.

Учитывая вышеизложенное, приходим к выводу, что по расчету режима холостого хода рассматриваемый случай геометрии статора приблизительно соответствует случаю гладкого статора, но при большем воздушном зазоре. Следовательно, большое раскрытие пазов статора может привести при неизменной максимальной индукции в воздушном зазоре к уменьшению э. д. с. холостого хода.

Несколько иначе влияет раскрытие пазов на реактивность обмотки якоря. В продольной оси, даже если принять, что изменение постоянной составляющей потока реакции якоря полностью демпфируется, результирующая реактивная э. д. с. обмотки якоря с раскрытием пазов возрастает. В поперечной оси демпфирования вообще нет, и поэтому модуляция проводимости зазора из-за раскрытия пазов также приведет к увеличению реактивной э. д. с., причем в несколько большей степени, чем в продольной оси.

Изменение реактивности якоря за счет модуляции проводимости зазора может быть приближенно учтено при следующем упрощении. Будем учитывать увеличение реактивной э. д. с. якоря только от модуляции постоянной составляющей проводимости воздушного зазора. Тогда реактивность якоря в продольной оси увеличится в k_{rd} раз:

$$k_{rd} = 1 + \frac{1}{2} \frac{\lambda_{0d}^{\mathrm{I}} a_{0d}}{\lambda_{0d}^{\mathrm{I}} + \frac{1}{2} \lambda_{2d}^{\mathrm{I}}}, \tag{3-94}$$

где a_{0d} — глубина модуляции постоянной составляющей проводимости для первой гармоники н. с. в продольной оси; и в k_{rq} раз для

поперечной оси:

$$k_{rq} = 1 + \frac{1}{2} \frac{\lambda_{0q}^{\mathrm{I}} a_{0q}}{\lambda_{0q}^{\mathrm{I}} - \frac{1}{2} \lambda_{2q}^{\mathrm{I}}}, \tag{3-95}$$

где a_{0q} — то же, что a_{0d}, но для поперечной оси.

Считая в первом приближении, что

$$a_{0d} = a_{0q} = \frac{k_\delta - 1}{2}, \tag{3-96}$$

где k_δ — известный коэффициент воздушного зазора, и что $\lambda_{2d}^{\mathrm{I}} \ll \lambda_{0d}^{\mathrm{I}}$ и $\lambda_{2q}^{\mathrm{I}} \ll \lambda_{0q}^{\mathrm{I}}$, получим коэффициент, определяющий увеличение реактивности якоря в продольной и поперечной осях вследствие модуляции проводимости воздушного зазора:

$$k_r = \frac{3 + k_\delta}{4}. \tag{3-97}$$

Выводы, полученные выше, основаны на предположении, что все витки, лежащие в пазу, сосредоточены на оси паза. Для однофазных генераторов, у которых $Z_1 = 2Z_2$, а раскрытие паза из технологических соображений иногда составляет 20—30% полюсного деления, такое предположение является слишком грубым.

Для режима холостого хода без большой погрешности можно считать, что даже при указанной величине раскрытия паза все витки сосредоточены на оси паза. Такое предположение основывается на следующих соображениях. Катушки статора обычно достаточно удалены от поверхности расточки и поэтому, учитывая соотношение проводимости стали зубцов и воздуха, можно считать, что весь поток, входящий в зубец статора, полностью сцеплен со всеми витками катушки, расположенной на этом зубце. При этом пренебрегаем ничтожно малой частью потока, проходящей через раскрытие паза и входящей в стенку паза, не охватывая части витков.

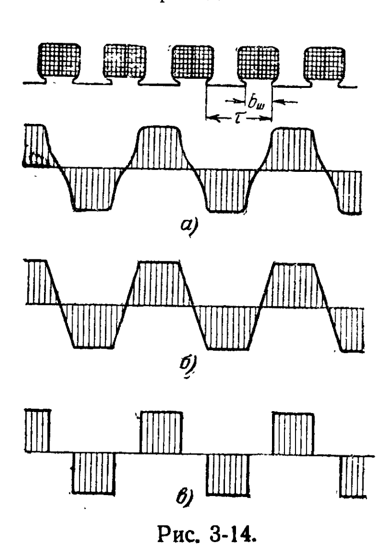


Рис. 3-14.

При рассмотрении реактивной э. д. с., созданной н. с. обмотки якоря, следует принять во внимание, что наличие большого раскрытия паза приводит к искажению прямоугольной формы волны магнитного напряжения на поверхности расточки статора. Это должно привести к уменьшению реактивной э. д. с., особенно от высших гармоник н. с., что следует учесть в расчете.

На рис. 3-14,*а* изображена примерная форма волны магнитного напряжения на поверхности расточки статора для случая $Z_1=2Z_2$.

Точный количественный учет влияния раскрытия паза на реактивность якоря представляет большие трудности. Наиболее простые методы приближенного расчета могут быть основаны на следующих допущениях.

1. Обмотка якоря равномерно распределена по ширине раскрытия паза. Тогда получается кривая магнитного напряжения, изображенная на рис. 3-14,*б*. Очевидно, в этом случае реактивность якоря будет несколько больше действительной величины.

2. Обмотка якоря состоит из катушек, проводники которых сосредоточены в одной точке и имеют шаг, равный ширине коронки зубца статора. При этом кривая магнитного напряжения имеет вид, представленный на рис. 3-14,*в*. Очевидно, в этом случае реактивность якоря будет несколько меньше действительной величины.

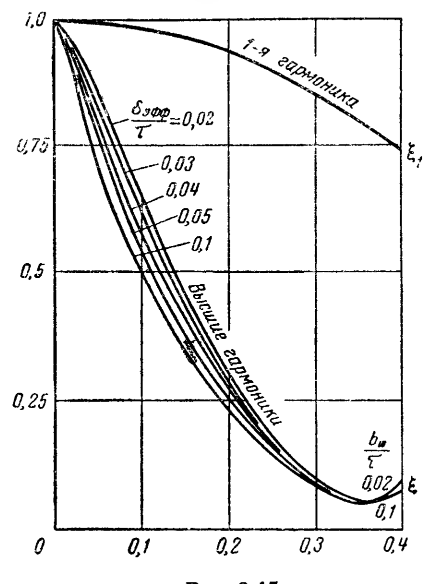


Рис. 3-15.

Для того чтобы определить среднюю реактивность якоря из двух величин, полученных рассмотренными приближенными методами, учтем влияние раскрытия пазов на реактивность якоря:

а) гармоники н. с. определяем по трапецеиевидной кривой рис. 3-14,*б*;

б) при определении потокосцепления обмотки якоря от потоков, созданных н. с. якоря, считаем, что обмотка имеет сокращенный шаг, равный ширине коронки зубца.

При таком методе учета влияния раскрытия пазов необходимо в величину реактивности от первой гармоники н. с., полученную по изложенной выше методике, ввести коэффициент

$$\xi_1=\frac{\sin\frac{b_ш}{\tau}\pi}{\frac{b_ш}{\tau}\pi}. \qquad (3\text{-}98)$$

где $b_ш$ — величина раскрытия паза в тех же единицах, что и полюсное деление.

При определении проводимости рассеяния от высших гармоник, учитывая принятые выше упрощения в выражении (3-60), следует

считать

$$k_{оп}^2 = \left| \frac{\sin \frac{b_ш}{\tau} \pi n}{\frac{b_ш}{\tau} \pi n} \right|. \qquad (3\text{-}99)$$

Величины λ_h были рассчитаны суммированием рядов, входящих в (3-60) при $k_{оп}^2$ по (3-99), для различных $b_ш/\tau$ и $\delta_{эфф}/\tau$. Практический расчет удобно производить по формуле (3-62), введя коэффициент ξ, определяемый по рис. 3-15, в функции относительной величины раскрытия паза $b_ш/\tau$ при различных эффективных зазорах $\delta_{эфф}/\tau$. Там же (рис. 3-15) приведена кривая для определения ξ_1.

3-13. РЕАКТИВНОСТЬ ЯКОРЯ ПРИ УДЛИНЕННОМ ШАГЕ ОБМОТКИ

В индукторных генераторах иногда применяется обмотка якоря с удлиненным шагом, охватывающим несколько (нечетное число) полюсных делений. В обычных синхронных машинах такие обмотки не применяются, поэтому вопрос расчета их реактивности не рассматривался. Мы не ставим целью подробно изучить все случаи обмоток с удлиненным шагом, встречающиеся в индукторных генераторах, и вывести для каждого случая расчетные формулы. Рассмотрим только влияние удлинения шага на реактивность якоря.

Возьмем в качестве примера однофазную обмотку с удлиненным шагом, равным 5τ, и сравним реактивность такой обмотки с реактивностью обмотки, имеющей шаг τ, при том же числе витков. Пульсирующую во времени волну н. с. можно представить в виде двух волн н. с., вращающихся в разные стороны. Продольная составляющая одной из этих волн н. с. может быть записана в виде:

$$F_d = F_{\frac{1}{5}d} \cos\left(\frac{1}{5}\gamma - \frac{4}{5}\omega t\right) + F_{\frac{3}{5}d} \times$$
$$\times \cos\left(\frac{3}{5}\gamma - \frac{2}{5}\omega t\right) + F_{1d} \cos\gamma +$$
$$+ F_{\frac{7}{5}d} \cos\left(\frac{7}{5}\gamma + \frac{2}{5}\omega t\right) + F_{\frac{9}{5}d} \cos\left(\frac{9}{5}\gamma + \frac{4}{5}\omega t\right) +$$
$$+ F_{\frac{11}{5}d} \cos\left(\frac{11}{5}\gamma + \frac{6}{5}\omega t\right) + F_{\frac{13}{5}d} \cos\left(\frac{13}{5}\gamma + \frac{8}{5}\omega t\right) +$$
$$+ F_{3d} \cos(3\gamma + 2\omega t) + \ldots \qquad (3\text{-}100)$$

Выше были рассмотрены реактивные э. д. с. от первой гармоники и целых высших гармоник н. с. якоря. В данном случае имеются еще низшие и высшие дробные гармоники, каждая из которых также будет создавать первую временную гармонику э. д. с. Так, например, определив волну потока, созданную первой

составляющей выражения (3-100), затем определив потокосцепление обмотки якоря, созданной этой волной потока, и продифференцировав потокосцепление по времени, получим реактивную э. д. с.

$$e_{\frac{1}{5}d} = \frac{2}{\pi}\tau l_i F_{\frac{1}{5}d}\,\omega w\left[5k_{o\frac{1}{5}}\left(\lambda_{0d}^{\frac{1}{5}} + \lambda_{0d}^{\frac{1}{5}}\right) - \right.$$

$$\left. -\frac{5}{9}k_{o\frac{5}{9}}\frac{1}{2}\left(\lambda_{2d}^{\frac{9}{5}} + \lambda_{2q}^{\frac{9}{5}}\right)\right]\sin\omega t. \qquad (3\text{-}101)$$

Повторив те же выкладки для соответствующей составляющей н. с. поперечной оси, получим:

$$e_{\frac{1}{5}q} = \frac{2}{\pi}\tau l_i F_{\frac{1}{5}q}\,\omega w\left[5k_{o\frac{1}{5}}\left(\lambda_{0d}^{\frac{1}{5}} + \lambda_{0q}^{\frac{1}{5}}\right) + \frac{5}{9}k_{\frac{9}{5}}\frac{1}{2}\left(\lambda_{2d}^{\frac{9}{5}} + \lambda_{2q}^{\frac{9}{5}}\right)\right]\cos\omega t.$$

(3-102)

Реактивность якоря при удлиненном шаге обмотки резко возрастает. Чтоб убедиться в этом, достаточно сопоставить выражения (3-101) и (3-102) с выражениями (3-11) и (3-12). Чтобы сопоставление было нагляднее, рассмотрим частный случай, когда четные гармоники проводимости зазора равны нулю, все обмоточные коэффициенты равны единице, и примем в первом приближении, что

$$\lambda_{0d}^{\frac{1}{5}} = \lambda_{0q}^{\frac{1}{5}} = \lambda_{0d}^{I} = \lambda_{0q}^{I} = \lambda_{0}^{I}.$$

В этом случае реактивность якоря с шагом обмотки 5τ только за счет низшей гармоники н. с. (с периодом 10τ) больше реактивности якоря при шаге обмотки τ в $5\frac{F_{1/5}}{F_1}$ раз, а если учесть вторую низшую гармонику н. с. $\left(\text{с периодом } \frac{6}{5}\tau\right)$, то реактивность якоря увеличивается в $\frac{50}{9}\frac{F_{1/5}}{F_1}$ раз. Если считать, что число витков в сопоставляемых обмотках одно и то же, то

$$\frac{F_{1/5}}{F_1} = 5.$$

Причина возрастания реактивности достаточно ясна. Реактивность якоря пропорциональна проводимости пути, по которому проходит поток реакции якоря, квадрату числа витков в катушке и числу последовательно соединенных катушек. Проводимость пути, по которому проходит поток реакции якоря при удлиненном шаге, возрастает, так как увеличивается сечение пути, а длина его не изменяется. Число катушек в обмотке уменьшается, но соответственно возрастает число витков в каждой катушке, что в конечном итоге также увеличивает реактивность.

Увеличится также и реактивность якоря вследствие наличия дробных высших гармоник н. с.

Дробные высшие и низшие гармоники н. с. не создают волн потока, образующих потокосцепление с обмоткой возбуждения, и поэтому все э. д. с., являющиеся результатом дробных гармоник н. с., следует отнести к рассеянию.

Таким образом, во избежание резкого возрастания реактивности якоря обмотку следует выполнять так, чтобы н. с. ее не содержала низших гармоник. Следует иметь в виду, что низшие и дробные высшие гармоники н. с. имеют место и в некоторых обмотках, имеющих шаг τ, например при геометрии статора, изображенной на рис. 2-8.

3-14. РАССЕЯНИЕ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Поток, создаваемый обмоткой возбуждения и не проходящий через зазор, по аналогии с обычными машинами назовем потоком рассеяния обмотки возбуждения. В машинах с высокоиспользованной магнитной цепью пренебрежение потоком рассеяния обмотки возбуждения может привести к заметному расхождению опыта с расчетом, особенно для двухпакетных генераторов, у которых спинка статора совмещена с корпусом машины и выполняется из литой электротехнической стали с большим разбросом магнитных характеристик.

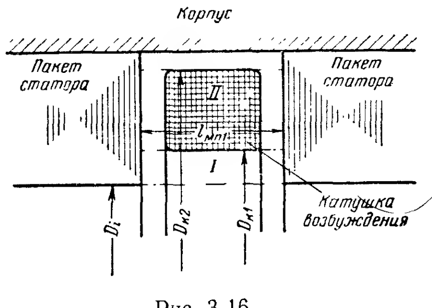


Рис. 3-16.

Расчет проводимости рассеяния обмотки возбуждения будем производить по упрощенной картине полей рассеяния.

Для двухпакетного генератора примем, что линии потока рассеяния в пространстве между пакетами статора представляют собой прямые, совпадающие с образующими кругового цилиндра, ось которого параллельна оси машины. Разобьем пространство, в котором проходит поток рассеяния, на две области I и II в соответствии с рис. 3-16.

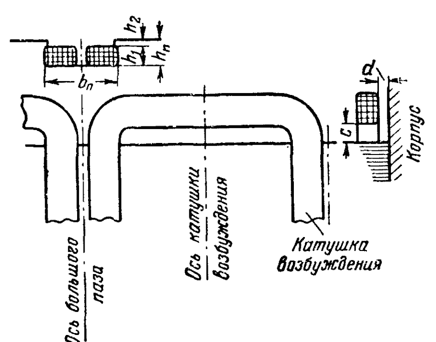


Рис. 3-17.

Обозначим:

$$\frac{D_{k1}}{D_{k2}}=\rho_1;\quad \frac{D_i}{D_{k2}}=\rho_2.$$

При принятых выше упрощениях полная проводимость рассеяния

$$\Lambda_\sigma=\frac{10^{-6}}{3}\frac{D_{k2}^2}{l_{\text{мп1}}}(1+\rho_1+\rho_1^2-3\rho_2^2). \qquad (3\text{-}103)$$

Размеры D_{k2} и $l_{\text{мп1}}$ следует брать в метрах.

В случае разноименнополюсного (однопакетного) генератора примем, что отдельные участки линий потока рассеяния представляют собой либо параллельные прямые, либо дуги окружностей. При таком упрощении получена формула

$$\Lambda_\sigma=4\pi\cdot10^{-7}\left\{\left(\frac{h_1}{2b_\text{п}}+\frac{h_2}{b_\text{п}}\right)l_i+1{,}7\alpha_m h_\text{п}+0{,}5l_{s2}\times\right.$$

$$\left.\times\ln\left[1+\frac{\pi h_1}{2(c+d)}\right]\right\}, \qquad (3\text{-}104)$$

где l_{s2} — длина лобовой части катушки возбуждения в метрах (остальные размеры показаны на рис. 3-17 и берутся также в метрах); α_m — коэффициент использования расточки статора, равный отношению дуги расточки статора, на которой размещена обмотка переменного тока, к полюсному делению по возбуждению τ_m. Последнее определяется по формуле

$$\tau_m=\frac{\pi D_i}{2p_m}. \qquad (3\text{-}105)$$

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И РАСЧЕТА ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПУЛЬСИРУЮЩИМ ПОТОКОМ

4-1. МЕТОД АНАЛИЗА

В гл. 3 было показано, что все основные положения теории обычных машин применимы к индукторным машинам с постоянным потоком. В таких машинах, как и в обычных синхронных машинах, изменение потокосцепления обмотки якоря и наведение в ней э. д. с. удобно рассматривать как следствие вращения в зазоре волн магнитного потока и н. с. обмотки якоря. Для индукторных машин с пульсирующим потоком такой метод анализа неудсбен, так как при зубчатой поверхности ротора и расточки статора приводит к громоздким выражениям, малопригодным для инженерной методики расчета. В таких машинах более удобно рассматривать непосредственно пульсирующие поля, сохранив при этом те же понятия параметров генератора и принцип расчета по коэффициентам магнитного поля, как и для обычных синхронных и индукторных машин с постоянным потоком.

4-2. ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ДОПУЩЕНИЯ

Большинство модификаций зубцовой зоны индукторного генератора с пульсирующим потоком можно привести к виду, изображенному на рис. 4-1. Через обмотку возбуждения, сечение которой в пазу показано в виде

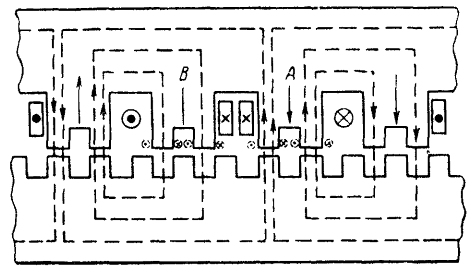


Рис. 4-1.

прямоугольников, проходит постоянный ток. Электродвижущая сила наводится в обмотке якоря, изображенной кружками. Каждая из катушек, являясь сосредоточенной с удлиненным шагом, может охватывать любое число зубцовых делений. Для такого генератора распределение н. с. обмоток якоря и возбуждения можно считать прямоугольным.

Как и во всех электрических машинах, здесь результирующий магнитный поток создается совместным действием токов, проходящих во всех обмотках. Предполагая магнитную цепь машины ненасыщенной, можем определить результирующее поле в зазоре как сумму магнитных полей, созданных каждой обмоткой в отдельности. Кроме того, из полных потоков каждой обмотки выделим поток рассеяния. Такое разделение потоков и независимый расчет их составляющих, как отмечалось выше при рассмотрении индукторных машин с постоянным потоком, является искусственным, но позволяет упростить расчет, не внося существенных ошибок. Следуя такому методу, поток обмотки возбуждения можно представить состоящим из основного потока и потока рассеяния пазовой и лобовой частей.

Условно поток обмотки якоря можно представить состоящим из потока реакции якоря, потока рассеяния воздушного зазора (смысл такого разделения будет пояснен ниже) и потока рассеяния пазовой и лобовой частей.

Потоки рассеяния пазовой и лобовой частей и соответствующие им реактивности могут быть определены так же, как и в обычных синхронных машинах.

Потоки, проходящие через воздушный зазор (основной поток возбуждения, потоки реакции якоря и рассеяния воздушного зазора) требуют специального рассмотрения.

4-3. РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА

При питании обмотки возбуждения постоянным током и при разомкнутой обмотке якоря магнитное поле в зазоре будет зависеть от проводимости зазора и величины н. с. возбуждения. При достаточно большой магнитной проницаемости стали можно считать, что вся н. с. соответствует магнитному напряжению зазора. Рассмотрение магнитного поля удобно вести для одного зубцового деления якоря. Затем при определении э. д. с. можно учесть число зубцов (y), охваченных данной катушкой. Рассматривается зубцовая зона с одинаковым шагом зубцов на статоре и роторе.

Из рис. 4-1 видно, что, если при вращении ротора в данный момент оси $y/2$ зубцов статора и ротора на участке A совпадают, то на участке B $y/2$ зубцов сдвинуты на 180 *эл. град.* Этот момент времени примем за начало отсчета времени. Тогда проводимость зазора (на единицу длины в осевом направлении) одного зубцового деления на участке A представляет периодическую функцию вида

$$\lambda_A = \lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i \cos i\omega t, \qquad (4\text{-}1)$$

а на участке B

$$\lambda_B = \lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \lambda_i \cos i\omega t, \qquad (4\text{-}2)$$

где λ_0 и λ_i — соответственно постоянная и i-я составляющие изменения во времени проводимости зазора.

Обозначив н. с. обмотки возбуждения на один зазор, равную половине н. с. возбуждения, через F_0, можно поток зубцового деления на участке A представить в виде

$$\Phi_{0A} = F_0 \lambda_A = F_0 \left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i \cos i\omega t \right); \qquad (4\text{-}3)$$

на участке B

$$\Phi_{0B} = -F_0\lambda_B = -F_0\left[\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty}(-1)^i \lambda_i \cos i\omega t\right]. \qquad (4\text{-}4)$$

Поток зубцового деления, сцепленый с якорной обмоткой,

$$\Phi_0 = \Phi_{0A} + \Phi_{0B} = 2F_0\sum_{i=1}^{\infty} \lambda_{2i-1} \cos(2i-1)\,\omega t. \qquad (4\text{-}5)$$

Отсюда видно, что поток холостого хода содержит только нечетные гармоники.

Приняв во внимание только основную гармонику потока, получим:

$$\Phi_0 = 2F_0\lambda_1 \cos \omega t. \qquad (4\text{-}6)$$

Обозначим число последовательно соединенных витков якорной обмотки через w, длину якоря — l_1. Учитывая, что поток на каждом из участков в $y/2$ раз больше потока зубцового деления, получим следующее выражение для мгновенного значения э. д. с. холостого хода:

$$e_0 = -l_1\frac{d\Psi_0}{dt} = -\frac{wyl_1}{2}\frac{d\Phi_0}{dt} = F_0wl_1y\omega\lambda_1 \sin\omega t. \qquad (4\text{-}7)$$

Учитывая, что

$$F_0\lambda_1 l_1 = \Phi_1; \qquad (4\text{-}8)$$

$$\omega = 2\pi f, \qquad (4\text{-}9)$$

где Φ_1 — основная гармоника изменения во времени потока зубцового деления; f — основная частота, получим действующее значение э. д. с. холостого хода

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fwy\Phi_1. \qquad (4\text{-}10)$$

4-4. ПРИВЕДЕНИЕ Н. С. ОБМОТКИ ЯКОРЯ К Н. С. ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Пусть к обмотке якоря при разомкнутой обмотке возбуждения и при вращении ротора с угловой скоростью ω подведен переменный ток основной частоты. Созданный этим током магнитный поток в каждый момент времени распределяется пропорционально проводимости данного участка зазора. При произвольном положении ротора вследствие неодинаковой проводимости воздушного за-

зора на участках A и B (рис. 4-1) часть потока обмотки якоря, проходящая через зазор, будет сцеплена только с якорной обмоткой, а другая часть — с обмоткой якоря и с обмоткой возбуждения.

В момент совпадения осей зубцов или пазов статора и ротора потокосцепление обмотки якоря с обмоткой возбуждения будет максимальным. При повороте ротора оно уменьшается и в момент сдвига зубцов статора и ротора на половину полюсного деления $\left(\frac{\pi}{2}\ \textit{эл. рад}\right)$ становится равным нулю.

Таким образом, в индукторных генераторах с пульсирующим потоком, так же как это было ранее сделано для индукторных генераторов с постоянным потоком, можно ввести понятия продольной и поперечной осей. На первый взгляд, для машин с пульсирующим потоком определение этих осей может вызвать затруднения. Чтобы избежать их, заменим реально существующие катушки обмотки якоря, расположенные в больших пазах и изображенные на рис. 4-1 кружками, последовательно соединенными катушками с тем же числом витков и расположенными на каждом малом зубце статора, соединив соответственно катушки между собой. На рис. 4-1 сечения этих катушек в пазах показаны пунктирными кружками. Если предположить, что размеры сечения катушек достаточно малы и катушки расположены по оси пазов, такая замена не вносит принципиальных изменений в картину распределения потока в зазоре. Вместе с тем появляется возможность сразу установить, что в индукторном генераторе с пульсирующим потоком, так же как и в случае генератора с постоянным потоком, продольной осью следует считать ось зубца или паза ротора. Ось, смещенная относительно продольной на $\pi/2$ *эл. рад*, будет поперечной осью.

Выведем формулы, определяющие потоки, созданные обмоткой якоря. Проходящий по обмотке якоря ток

$$i = \sqrt{2}\ I \sin(\omega t + \alpha) \tag{4-11}$$

создает н. с.

$$F_a \sin(\omega t + \alpha), \tag{4-12}$$

где

$$F_a = \frac{1}{\sqrt{2}} s_я I \tag{4-13}$$

— амплитуда н. с. якоря, приходящаяся на один зазор; α — угол сдвига между амплитудными значениями тока и основной составляющей проводимости зазора; $s_я$ — число эффективных проводников одного паза якоря.

Согласно теории двух реакций Блонделя представим (4-12) в виде суммы двух н. с. по продольной оси F_{ad} и поперечной оси F_{aq}:

$$F_a \sin(\omega t + \alpha) = F_a \sin\alpha \cos\omega t + F_a \cos\alpha \sin\omega t = \\ = F_{ad} \cos\omega t + F_{aq} \sin\omega t, \qquad (4\text{-}14)$$

где

$$F_{ad} = F_a \sin\alpha; \qquad (4\text{-}15)$$

$$F_{aq} = F_a \cos\alpha. \qquad (4\text{-}16)$$

Рассмотрим результирующее поле по продольной оси (рис. 4-1).

Если обмотка возбуждения питается постоянным током, а в обмотке якоря, к которой подключена нагрузка, ток достигает максимального значения в момент совпадения зубцов статора и ротора ($t=0$), то результирующая н. с. на участке A будет

$$F_{Ad} = F_0 + F_{ad} \cos\omega t; \qquad (4\text{-}17)$$

на участке B

$$F_{Bd} = -F_0 + F_{ad} \cos\omega t. \qquad (4\text{-}18)$$

Здесь F_0 — н. с. обмотки возбуждения, приходящаяся на один зазор.

Результирующий поток зубцового деления на участке A

$$\Phi_{Ad} = F_{Ad}\lambda_A = F_0\left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty}\lambda_i \cos i\omega t\right) + F_{ad}\lambda_0 \cos\omega t + \\ + F_{ad}\lambda_1 \cos^2\omega t + F_{ad}\lambda_2 \cos\omega t \cos 2\omega t + \\ + F_{ad}\lambda_3 \cos\omega t \cos 3\omega t + \ldots; \qquad (4\text{-}19)$$

на участке B

$$\Phi_{Bd} = F_{Bd}\lambda_B = -F_0\left[\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty}(-1)^i\lambda_i \cos i\omega t\right] + \\ + F_{ad}\lambda_0 \cos\omega t - F_{ad}\lambda_1 \cos^2\omega t + \\ + F_{ad}\lambda_2 \cos\omega t \cos 2\omega t - F_{ad}\lambda_3 \cos\omega t \cos 3\omega t + \ldots \qquad (4\text{-}20)$$

Тогда результирующий поток по продольной оси, сцепленный с якорной обмоткой,

$$\Phi_{нd} = \Phi_{Ad} + \Phi_{Bd} = 2F_0\lambda_1 \cos \omega t + 2F_0 \lambda_3 \cos 3\omega t +$$

$$+ 2F_{ad}\lambda_0 \cos \omega t + 2F_{ad} \lambda_2 \cos \omega t \cos 2 \omega t + \ldots = 2F_0\lambda_1 \cos \omega t +$$

$$+ 2F_{ad}\left(\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2}\right) \cos \omega t +$$

$$+ 2F_a\lambda_3 \cos 3\omega t + F_{ad}\lambda_2 \cos 3\omega t + \ldots \qquad (4\text{-}21)$$

Принимая во внимание только основную гармонику магнитного поля, получим:

$$\Phi_{нd} = 2F_0\lambda_1 \cos \omega t + 2F_{ad}\left(\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2}\right) \cos \omega t. \qquad (4\text{-}22)$$

Рассмотрим результирующее поле по поперечной оси.

Пусть ток в обмотке якоря достигает максимального значения в момент поворота ротора на половину полюсного деления.

Результирующая н. с. на участке A

$$F_{Aq} = F_0 + F_{aq} \sin \omega t; \qquad (4\text{-}23)$$

на участке B

$$F_{Bq} = -F_0 + F_{aq} \sin \omega t. \qquad (4\text{-}24)$$

Результирующий поток зубцового деления на участке A

$$\Phi_{Aq} = F_{Aq}\lambda_A = F_0\left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i \cos i\omega t\right) + F_{aq}\lambda_0 \sin \omega t +$$

$$+ F_{aq}\lambda_1 \sin \omega t \cos \omega t + F_{aq}\lambda_2 \sin \omega t \cos 2\omega t +$$

$$+ F_{aq}\lambda_3 \sin \omega t \cos 3\omega t + \ldots; \qquad (4\text{-}25)$$

на участке B

$$\Phi_{Bq} = F_{Bq}\lambda_B = -F_0\left[\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \lambda_i \cos i\omega t\right] +$$

$$+ F_{aq}\lambda_0 \sin \omega t - F_{aq}\lambda_1 \sin \omega t \cos \omega t +$$

$$+ F_{aq}\lambda_2 \sin \omega t \cos 2\omega t - F_{aq}\lambda_3 \sin \omega t \cos 3\omega t + \ldots \qquad (4\text{-}26)$$

Результирующий поток по поперечной оси, сцепленный с якорной обмоткой,

$$\Phi_{нq} = \Phi_{Aq} + \Phi_{Bq} = 2F_0\lambda_1 \cos \omega t + 2F_0\lambda_3 \cos 3\omega t +$$
$$+ 2F_{aq}\lambda_0 \sin \omega t + 2F_{aq} \sin \omega t \cos 2\omega t + \ldots = 2F_0\lambda_1 \cos \omega t +$$
$$+ 2F_{aq}\left(\lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2}\right) \sin \omega t +$$
$$+ 2F_0\lambda_3 \cos 3\omega t + F_{aq}\lambda_2 \sin 3\omega t + \ldots \qquad (4\text{-}27)$$

Принимая во внимание только основную гармонику магнитного поля, получим:

$$\Phi_{нq} = 2F_0\lambda_1 \cos \omega t + 2F_{aq}\left(\lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2}\right) \sin \omega t. \qquad (4\text{-}28)$$

Из выражений (4-6), (4-22) и (4-28) найдем коэффициенты приведения н. с. якоря к н. с. возбуждения, позволяющие выразить н. с. якоря в масштабе н. с. возбуждения.

Добавочная н. с. возбуждения ΔF_{ad}, необходимая при нагрузке машины для компенсации основной гармоники изменения потока в зазоре и созданная н. с. якоря по продольной оси, определится из равенства

$$\Delta F_{ad}\lambda_1 = F_{ad}\left(\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2}\right). \qquad (4\text{-}29)$$

Отсюда

$$\Delta F_{ad} = F_{ad}\frac{\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2}}{\lambda_1} = F_{ad}k_d. \qquad (4\text{-}30)$$

По поперечной оси

$$\Delta F_{aq} = F_{aq}\frac{\lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2}}{\lambda_1} = F_{aq}k_q k_d, \qquad (4\text{-}31)$$

где

$$k_d = \frac{\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2}}{\lambda_1} \qquad (4\text{-}32)$$

и

$$k_q = \frac{\lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2}}{\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2}} \qquad (4\text{-}33)$$

— коэффициенты приведения н. с. якоря к н. с. возбуждения соответственно по продольной и поперечной осям.

Представим k_d и k_q через коэффициенты a_0, a_1 и a_2 разложения в ряд Фурье кривых изменения потока:

$$k_d = \frac{a_0 + a_2}{2a_1}; \qquad (4\text{-}34)$$

$$k_q = \frac{a_0 - a_2}{a_0 + a_2}. \qquad (4\text{-}35)$$

Следовательно, коэффициенты приведения k_d и k_q могут быть определены посредством гармонического анализа кривых изменения магнитного потока в воздушном зазоре за время поворота ротора на одно зубцовое деление.

Как показали исследования магнитных полей в зазоре (гл. 5), коэффициент k_q, приведенный на рис. 4-2 (где $\delta_0 = \delta/\tau$ и $b_{z0} = b_z/\tau$, b_z — ширина коронки зубца), при практически применяемых значениях $b_{z0} = 0{,}7 \div 0{,}8$ незначительно отличается от единицы. Следовательно, коэффициенты приведения н. с. реакции якоря и соответствующие реактивности обмотки якоря в продольной и поперечной осях практически можно считать равными.

Если индукторный генератор с постоянным потоком можно рассматривать как общий случай явнополюсной синхронной машины, у которой реактивность якоря в продольной оси (при практически применяемом диапазоне ширины зубца ротора) может быть больше, равна или меньше реактивности якоря в поперечной оси, то для индукторной машины с пульсирующим потоком реактивности якоря в продольной и поперечной осях практически равны. Это означает, что индукторный генератор с пульсирующим потоком по соотношению параметров

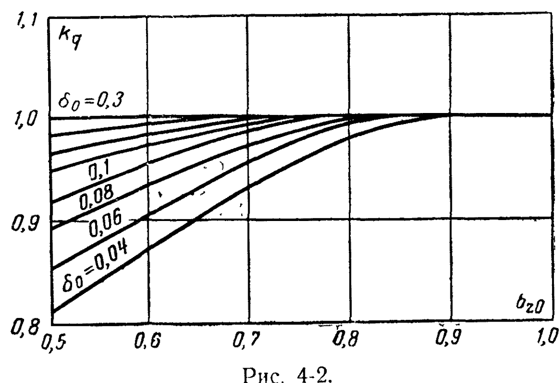


Рис. 4-2.

якоря в продольной и поперечной осях аналогичен обычной синхронной неявнополюсной машине. В связи с этим нет необходимости рассматривать потоки в зазоре, созданные обмоткой якоря, по продольной и поперечной осям. Это позволит упростить анализ, чем мы и воспользуемся.

Пусть по обмотке якоря проходит ток

$$i = \sqrt{2} I \cos(\omega t + \alpha),$$

н. с. которого $F_a \cos(\omega t + \alpha)$.

Тогда поток зубцового деления на участке A

$$\Phi_{яA} = F_a \cos(\omega t + \alpha)\left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i \cos i\omega t\right); \qquad (4\text{-}36)$$

на участке B

$$\Phi_{яB} = F_a \cos(\omega t + \alpha)\left[\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \lambda_i \cos i\omega t\right]. \qquad (4\text{-}37)$$

Поток, сцепленный с обмоткой якоря, при разомкнутой обмотке возбуждения равен:

$$\Phi_я = \Phi_{яA} + \Phi_{яB} = 2F_a \cos(\omega t + \alpha)\left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_{2i} \cos 2i\omega t\right), \qquad (4\text{-}38)$$

откуда видно, что поток обмотки якоря, сцепленный с ней же, является функцией не только постоянной составляющей проводимости λ_0, но и всех четных гармоник проводимости.

Принимая во внимание только основную составляющую проводимости, получим:

$$\Phi_я = 2F_a \lambda_0 \cos(\omega t + \alpha). \qquad (4\text{-}39)$$

Определим поток якоря, сцепленный с обмоткой возбуждения, обусловленный пульсацией проводимости зазора,

$$\Phi_в = \Phi_{яA} - \Phi_{яB}. \qquad (4\text{-}40)$$

Подставив (4-36) и (4-37) в (4-40), будем иметь:

$$\Phi_в = 2F_a\lambda_1 \cos\omega t \cos(\omega t + \alpha) + 2F_a\lambda_3 \cos 3\omega t \cos(\omega t + \alpha) + \\ + \ldots = F_a\lambda_1 \cos\alpha + F_a\lambda_1 \cos(2\omega t + \alpha) + \\ + F_a\lambda_3 \cos(2\omega t + \alpha) + F_a\lambda_3 \cos(4\omega t + \alpha) + \ldots \qquad (4\text{-}41)$$

Учитывая только основную составляющую проводимости, получим:

$$\Phi_{в} = F_a \lambda_1 \cos \alpha + F_a \lambda_1 \cos (2\omega t + \alpha). \qquad (4\text{-}42)$$

Выражения (4-5) и (4-41) свидетельствуют о том, что в индукторных машинах с пульсирующим потоком в потокосцеплении одной обмотки с другой участвует только та часть полного потока, составляющие которой пропорциональны основной и всем нечетным гармоникам изменения во времени проводимости зазора. Из полученного выражения также следует, что в обмотке возбуждения индуктируется э. д. с. двойной частоты. Это явление характерно и для однофазных синхронных машин, где э. д. с. двойной частоты возбуждается полем якоря обратной последовательности.

При замкнутой обмотке возбуждения и наличии демпферной обмотки поток двойной частоты в значительной степени ослабляется за счет демпфирующего действия обмотки возбуждения и демпферной системы.

4-5. РЕЗУЛЬТИРУЮЩИЙ ПОТОК ПРИ НАГРУЗКЕ

Если обмотка возбуждения питается постоянным током и обмотка якоря включена на нагрузку, то результирующая н. с. на участке A (рис. 4-1)

$$F_A = F_0 + F_a \cos (\omega t + \alpha); \qquad (4\text{-}43)$$

на участке B

$$F_B = -F_0 + F_a \cos (\omega t + \alpha). \qquad (4\text{-}44)$$

Результирующий поток зубцового деления на участке A

$$\Phi_{Aн} = F_A \lambda_A = F_0 \left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i \cos i\omega t \right) + F_a \cos (\omega t + \alpha) \left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i \cos i\omega t \right); \qquad (4\text{-}45)$$

на участке B

$$\Phi_{Bн} = F_B \lambda_B = -F_0 \left[\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \lambda_i \cos i\omega t \right] + F_a \cos (\omega t + \alpha) \left[\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \lambda_i \cos i\omega t \right]. \qquad (4\text{-}46)$$

Соответственно результирующий поток, сцепленный с якорной обмоткой,

$$\Phi_{н} = \Phi_{Aн} + \Phi_{Bн} = 2F_0 \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_{2i-1} \cos(2i-1)\omega t +$$
$$+ 2F_a \cos(\omega t + \alpha) \left(\lambda_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_{2i} \cos 2i\omega t \right). \qquad (4\text{-}47)$$

Из полученного выражения видно, что результирующий поток обмотки якоря является функцией постоянной составляющей и всех четных и нечетных гармоник проводимости зазора.

Отбрасывая высшие гармоники проводимости, получим:

$$\Phi_{н} = 2F_0\lambda_1 \cos\omega t + 2F_a \lambda_0 \cos(\omega t + \alpha) = \Phi_0 + \Phi_{я}. \qquad (4\text{-}48)$$

Рассмотрим распределение магнитного потока в зазоре при холостом ходе и при чисто индуктивной нагрузке. Активным сопротивлением, рассеянием паза и лобовой части обмотки якоря генератора пренебрегаем. Будем считать, что закон изменения проводимости зазора во времени при вращении ротора содержит только постоянную составляющую и первую гармонику. При холостом ходе поток зубцового деления (на единицу длины пакета в осевом направлении) на участке A (рис. 4-1) равен:

$$\Phi_{0A} = F_0\lambda_A = F_0\lambda_0 + F_0\lambda_1 \cos\omega t. \qquad (4\text{-}49)$$

При этом максимальный поток в зазоре

$$\Phi_{0макс} = F_0(\lambda_0 + \lambda_1). \qquad (4\text{-}50)$$

В случае чисто индуктивной нагрузки результирующая н. с. на участке A

$$F_A = F_0 - F_a \cos\omega t. \qquad (4\text{-}51)$$

Тогда результирующий поток на участке A будет:

$$\Phi_{нA} = F_A\lambda_A = F_0\lambda_0 + F_0\lambda_1 \cos\omega t - F_a\lambda_0 \cos\omega t -$$
$$- F_a\lambda_1 \cos^2\omega t = F_0\lambda_0 - \frac{1}{2} F_a\lambda_1 +$$
$$+ (F_0\lambda_1 - F_a\lambda_0)\cos\omega t - \frac{1}{2} F_a\lambda_1 \cos 2\omega t. \qquad (4\text{-}52)$$

Из (4-49) и (4-52) видно, что если при холостом ходе напряжение

$$U_0 = cF_0\lambda_1, \qquad (4\text{-}53)$$

где c — постоянная, определяемая геометрическими размерами зубцовой зоны, обмоточными данными и частотой, то при нагрузке

$$U_н = c(F_0\lambda_1 - F_a\lambda_0). \qquad (4\text{-}54)$$

Здесь $\Delta U = cF_a\lambda_0$ — падение напряжения на индуктивном сопротивлении якорной обмотки генератора. Для сохранения неизменным напряжения на зажимах генератора необходимо увеличить н. с. возбуждения на величину ΔF_0, определяемую из следующего равенства:

$$c\Delta F_0\lambda_1 = cF_a\lambda_0, \qquad (4\text{-}55)$$

откуда

$$\Delta F_0 = \frac{\lambda_0}{\lambda_1} F_a. \qquad (4\text{-}56)$$

Результирующая н. с. на участке A при условии сохранения неизменным напряжения на зажимах генератора при индуктивной нагрузке и при холостом ходе

$$F'_a = F_0 + \frac{\lambda_0}{\lambda_1} F_a - F_a \cos \omega t. \qquad (4\text{-}57)$$

Результирующий поток зубцового деления на участке A

$$\Phi'_{нA} = F'_A\lambda_A = F_0\lambda_0 + F_a \frac{\lambda_0}{\lambda_1}\lambda_0 - F_a\lambda_0 \cos \omega t +$$

$$+ F_0\lambda_1 \cos \omega t + F_a \frac{\lambda_0}{\lambda_1}\lambda_1 \cos \omega t - F_a\lambda_1 \cos^2 \omega t =$$

$$= F_0\lambda_0 + F_0\lambda_1 \cos \omega t + F_a \frac{\lambda_0}{\lambda_1}\lambda_0 - \frac{1}{2} F_a\lambda_1 - \frac{1}{2} F_a\lambda_1 \cos 2\omega t. \qquad (4\text{-}58)$$

Пренебрегая высшими гармоническими составляющими для максимального потока зубцового деления в зазоре нагруженного генератора (при $U = \text{const}$), получим следующее выражение:

$$\Phi_{н.макс} = F_0(\lambda_0 + \lambda_1) + F_a\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\lambda_0 - \frac{1}{2}\lambda_1\right). \qquad (4\text{-}59)$$

Из (4-59) следует, что максимальный поток зубцового деления в зазоре при индуктивной нагрузке больше

соответствующего значения при холостом ходе на величину

$$\Delta\Phi = F_a \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1} \lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_1 \right). \qquad (4\text{-}60)$$

Учитывая, что индуктивное сопротивление обмотки якоря достаточно велико, полученный результат с некоторым приближением, окупаемым простотой расчетных формул, можем распространить на общий случай нагрузки.

Таким образом, добавочная н. с. возбуждения, необходимая для компенсации э. д. с. от н. с. якоря, создает не только основную гармонику потока, но и постоянную составляющую $\Delta\Phi$, которая дополнительно нагружает магнитную цепь машины. В результате, так же как и в генераторах с постоянным потоком, при нагрузке изменяется соотношение между постоянной и переменной (основной) составляющими потока по сравнению с таковым в режиме холостого хода. Необходимый при нагрузке дополнительный поток, так же как в индукторных генераторах с постоянным потоком, будем называть потоком дифференциального рассеяния.

Нарушение соотношения между постоянной и основной составляющими потока в зазоре при переходе от режима холостого хода к режиму нагрузки вносит затруднение в анализ режимов работы.

Расчет максимальной индукции в зазоре при нагрузке по сумме индукций, найденных по внутренней э. д. с., и добавочной индукции, обусловленной увеличением постоянной составляющей потока, затрудняет учет насыщения, особенно при определении характеристики короткого замыкания. В связи с этим представляется целесообразным условно представить добавочный поток зубцового деления на участке A в виде

$$\Delta\Phi = F_a \frac{\frac{\lambda_0}{\lambda_1} \lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_1}{\lambda_0 + \lambda_1} \lambda_1 \cos(\omega t + \alpha) + F_a \frac{\frac{\lambda_0}{\lambda_1} \lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_1}{\lambda_0 + \lambda_1} \lambda_0. \qquad (4\text{-}61)$$

Тогда при одном и том же максимальном потоке в зазоре произойдет перераспределение добавочного потока так, что при любом режиме работы останется неизменным соотношение между постоянной и основной составляющими потока. Насыщение магнитной цепи при

различных режимах работы генератора можно будет определить через одни и те же коэффициенты, которые будут рассмотрены в § 4-6. Кроме того, это дает возможность оперировать только основной составляющей потока и получить общепринятую схему расчета нагрузочного режима.

Дополнительный поток, сцепленный (условно) с якорной обмоткой,

$$\Phi_{as} = 2F_a \frac{\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\lambda_0 - \frac{1}{2}\lambda_1}{\lambda_0 + \lambda_1} \lambda_1 \cos(\omega t + \alpha) =$$

$$= 2F_a \frac{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2 - 1}{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1} - 1\right)} \lambda_1 \cos(\omega t + \alpha). \qquad (4\text{-}62)$$

Поток Φ_{as} можно рассматривать, как поток рассеяния, проходящий через воздушный зазор.

Разность потоков $\Phi_я$ по (4-39) и Φ_{as} по (4-62) по аналогии с обычными синхронными машинами назовем потоком реакции якоря.

С учетом (4-39) и (4-62) получим:

$$\Phi_a = \Phi_я - \Phi_{as} = 2F_a \frac{2\frac{\lambda_0}{\lambda_1} + 1}{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1} + 1\right)} \lambda_1 \cos(\omega t + \alpha). \qquad (4\text{-}63)$$

Тогда результирующий поток, сцепленный (условно) с якорной обмоткой, представится в виде

$$\Phi_н = \Phi_0 + \Phi_{я.н} = \Phi_0 + \Phi_a + \Phi_{as} +$$

$$+ \Phi_{пs} + \Phi_{лs} = \Phi_0 + \Phi_a + \Phi_s, \qquad (4\text{-}64)$$

где $\Phi_{пs}$ и $\Phi_{лs}$ — соответственно потоки пазового и лобового рассеяния; Φ_s — полный поток рассеяния.

4-6. КОЭФФИЦИЕНТЫ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Для практического определения распределения магнитного потока в зазоре индукторных машин с пульсирующим потоком целесообразно ввести следующие коэффициенты магнитного поля:

$$k_1 = \frac{\Phi_{2\tau}}{\Phi_1} = \frac{\lambda_0}{\lambda_1}, \qquad (4\text{-}65)$$

где k_1 — отношение потока двойного полюсного деления к потоку первой гармонической,

$$k_m = \frac{B_\delta b_z l_i}{\Phi_{2\tau}}, \qquad (4\text{-}66)$$

k_m — отношение условного потока коронки зубца к потоку двойного полюсного деления; B_δ — максимальная индукция в зазоре; b_z — ширина коронки зубца; l_i — расчетная длина.

Для упрощения дальнейших расчетных формул введем следующие проводимости:

$$\lambda_s = \frac{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2 - 1}{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1} + 1\right)} \lambda_1; \qquad (4\text{-}67)$$

$$\lambda_a = \frac{2\frac{\lambda_0}{\lambda_1} + 1}{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1} + 1\right)} \lambda_1. \qquad (4\text{-}68)$$

Проводимости λ_s и λ_a соответственно назовем проводимостью рассеяния в зазоре и проводимостью реакции якоря. Коэффициенты k_1 и k_m по смыслу соответствуют известным коэффициентам k_Φ и α_i для обычных синхронных машин и, как будет показано ниже, при ненасыщенной магнитной цепи полностью определяют магнитные поля возбуждения и якоря. Как видно из равенства (4-56), при отсутствии высших гармонических в кривой изменения проводимости зазора во времени коэффициент приведения н. с. якоря к н. с. возбуждения равен коэффициенту k_1.

Величина, обратная коэффициенту k_1, характеризует степень использования полного потока при холостом ходе и может служить ориентировочной мерой для выбора соответствующей конфигурации зубцовой зоны:

$$k_{\text{ис}} = \frac{1}{k_1} = \frac{\lambda_1}{\lambda_0}. \qquad (4\text{-}69)$$

При ненасыщенной магнитной цепи коэффициент k_m можно представить в виде

$$k_m = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{b_z}{\delta} \frac{1}{\lambda_0} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{b_z}{\delta} \frac{1}{k_1 \lambda_1},$$

откуда

$$\lambda_1 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{b_z}{\delta} \frac{1}{k_1 k_m}. \qquad (4\text{-}70)$$

С учетом (4-65) и (4-70) проводимости λ_s и λ_a выражаются как

$$\lambda_s = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{b_z}{\delta} \frac{2k_1^2 - 1}{2k_m k_1 (k_1 + 1)}; \qquad (4\text{-}71)$$

$$\lambda_a = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{b_z}{\delta} \frac{2k_1 + 1}{2k_m k_1 (k_1 + 1)}. \qquad (4\text{-}72)$$

Значения приведенных коэффициентов k_1 и k_m, а также проводимостей λ_s и λ_a для различных величин зазора и конфигураций зубцовых зон определяются в гл. 5.

4-7. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЯКОРЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА

Определим реактивность якоря, соответствующую потоку Φ_{as} (4-62).

Мгновенное значение э. д. с.

$$e_{as} = -l_i \frac{d\Psi_{as}}{dt} = -\frac{wyl_i}{2} \frac{d\Phi_{as}}{dt} =$$

$$= F_a w y l_i \omega \frac{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2 - 1}{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1} + 1\right)} \lambda_1 \sin(\omega t + \alpha). \qquad (4\text{-}73)$$

Используя (4-9) и (4-13), получим для действующего значения э. д. с. рассеяния в зазоре выражение

$$E_{as} = \pi f w S_я y I \frac{2\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2 - 1}{2\frac{\lambda_0}{\lambda_1} + 1} \lambda_1. \qquad (4\text{-}74)$$

Подставим в (4-74)

$$S_я = \frac{w}{p_m Z_я}, \qquad (4\text{-}75)$$

где p_m — число пар полюсов возбуждения; $z_я$ — число якорных пазов на полюс возбуждения, и разделим на ток

якоря l. Полученное выражение с учетом (4-67) будет реактивностью рассеяния обмотки якоря в зазоре:

$$x_{as}=\frac{\pi f w^2 l_i y}{p_m Z_я}\lambda_s. \qquad (4\text{-}76)$$

Аналогично (4-76) можно получить выражение для реактивности реакции якоря, соответствующей потоку (4-63):

$$x_a=\frac{\pi f w^2 l_i y}{p_m Z_я}\lambda_a. \qquad (4\text{-}77)$$

Реактивность для пазового рассеяния

$$x_{пs}=\frac{4\pi f l_i w^2}{p_m Z_я}\lambda_п, \qquad (4\text{-}78)$$

где $\lambda_п$ — проводимость пазового рассеяния.

Реактивностью рассеяния лобовых частей в индукторных генераторах с пульсирующим потоком обычно можно пренебречь. Тогда полное индуктивное сопротивление якоря представится в виде

$$x_c=x_a+x_{as}+x_{пs}=x_a+x_s. \qquad (4\text{-}79)$$

С учетом (4-71) и (4-72) выражения для реактивностей при ненасыщенной магнитной цепи примут вид:

$$x_{as}=\frac{4\times10^{-7}\pi^2 w^2 f l_i y b_z}{p_m Z_я \delta}\,\frac{2k_1^2-1}{2k_m k_1(k_1+1)}; \qquad (4\text{-}80)$$

$$x_a=\frac{4\times10^{-7}\pi^2 w^2 f l_i y b_z}{p_m Z_я \delta}\,\frac{2k_1+1}{2k_m k_1(k_1+1)}, \qquad (4\text{-}81)$$

откуда следует, что реактивности рассеяния зазора и реакции якоря при ненасыщенной магнитной цепи генератора определяются частотой, обмоточными данными, геометрическими размерами и коэффициентами магнитной цепи k_1 и k_m. Анализ выражений (4-80) и (4-81) показывает, что с изменением величины зазора или конфигурации зубцовой зоны будет изменяться соотношение между реактивностями. Так, с уменьшением величины зазора в 3 раза (с $\delta_0=0{,}3$ до $\delta_0=0{,}1$), при $b_z=0{,}8$ и прочих равных условиях реактивность реакции якоря возрастает в 7 раз, а реактивность рассеяния зазора всего лишь в 1,5 раза.

В то время как у обычных синхронных генераторов реактивность рассеяния x_s составляет 20—25% реактивности реакции якоря x_a, в индукторных генераторах

с пульсирующим потоком (при практически выполняемых зазорах $\delta_0=0,1\div0,25$) x_s равен 2—5-кратному значению x_a, т. е. при качественно одинаковых реактивностях индукторных машин с пульсирующим потоком и синхронных машин имеется резкое количественное различие в соотношениях этих реактивностей. В отличие от обычных синхронных машин преобладающая часть потока якоря индукторного генератора с пульсирующим потоком является потоком рассеяния. Это обстоятельство является одной из важных особенностей рассматриваемых генераторов.

В частности, эта особенность позволяет отказаться от расчета параметров переходного процесса. Принципиально картина переходных процессов аналогична рассмотренной в индукторных генераторах с постоянным потоком. Точно так же справедливы схемы замещения и расчетные формулы для определения параметров переходных процессов. Однако для генераторов с пульсирующим потоком реактивность рассеяния якоря настолько велика, что разница в полной синхронной и переходной реактивностях незначительна и практически находится в пределах точности расчета синхронной реактивности.

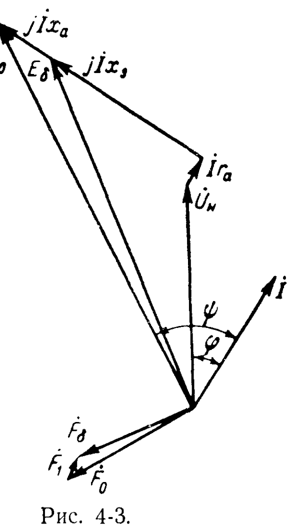


Рис. 4-3.

В связи с этим во избежание неоправданного усложнения методики расчета для индукторных машин с пульсирующим потоком при практических расчетах можно считать реактивность переходного процесса равной синхронной реактивности якоря.

Векторная диаграмма э. д. с., напряжений и токов для индукторных генераторов с пульсирующим потоком может быть построена аналогично векторной диаграмме неявнополюсной синхронной машины. Представление потоков на векторной диаграмме, так же как и для индукторных генераторов с постоянным потоком, затруднительно, так как кроме основной волны потока в зазоре, изменяющейся с основной частотой, имеется

постоянная составляющая потока. Величины э. д. с. от потоков рассеяния и реакции якоря, как и для обычных синхронных машин, могут быть представлены через падения напряжения на соответствующих индуктивных сопротивлениях, определенных выше. Такая диаграмма для э. д. с. и токов представлена на рис. 4-3. Из диаграммы видно, что расчетную (условную) э. д. с. при нагрузке можно определить как

$$E_\delta = \sqrt{(Ir_a + U_н \cos\varphi)^2 + (Ix_s + U_н \sin\varphi)^2}. \quad (4\text{-}82)$$

Здесь знак φ принимается положительным при отстающем токе и отрицательным при опережающем токе нагрузки.

При рассмотрении режима короткого замыкания следует учесть, что из-за большого индуктивного сопротивления рассеяния (особенно при относительно больших зазорах) величина потока в машине может быть близка к величине потока, существующего при холостом ходе и номинальном напряжении. В связи с этим характеристика короткого замыкания может быть нелинейной уже при токах, близких к номинальному. Для индукторных генераторов с пульсирующим потоком это проявляется еще больше, чем для индукторных генераторов с постоянным потоком.

ГЛАВА ПЯТАЯ

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ В ВОЗДУШНОМ ЗАЗОРЕ

5-1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Коэффициенты магнитного поля индукторного генератора с постоянным потоком могут быть определены по гармоническим составляющим кривых пространственного распределения потока, созданного различными н. с. Поэтому основная задача сводится к определению кривых распределения потока в зазоре при заданной конфигурации зубцовой зоны и различных законах распределения н. с.

Зубцовая зона может иметь различные конфигурации, основные из которых изображены на рис. 2-1, 2-4, 2-5, 2-7 и 2-8. Пазы якоря могут иметь различную величину раскрытия, форма паза ротора независимо от зубцовой зоны якоря может быть как прямоугольной, так и трапецеидальной, углы зубца могут иметь различный

радиус скругления. Находить распределение потока в зазоре для каждого возможного случая конфигурации зубцовой зоны неоправданно сложно. Для начала упростим задачу, рассмотрев следующую конфигурацию зубцовой зоны: поверхность расточки статора — гладкая, ротор имеет прямоугольные пазы. Для простоты будем считать, что радиус расточки достаточно велик по сравнению с полюсным делением, и, следовательно, поверхность расточки статора на одном полюсном делении с достаточным приближением можно считать плоскостью. Таким образом, получаем простую конфигурацию области, изображенную на рис. 5-1. Влияние трапецеидальности зубца ротора, скругления его углов и других отступлений от принятой упрощенной картины будет в последующем учтено. Очевидно, достаточно рассмотреть участок одного полюсного деления, так как распределение потока на соседнем может быть найдено из соображений симметрии, а двойное полюсное деление является периодом для кривой распределения потока.

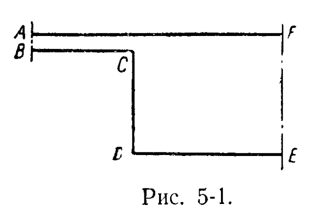


Рис. 5-1.

Необходимо найти распределение потока для граничных условий, соответствующих как холостому ходу генератора, так и реакции якоря в продольной и поперечной осях.

Примем, что проводимость стали достаточно велика по сравнению с проводимостью воздуха. Такое допущение часто принимается при рассмотрении поля в области, ограниченной поверхностями ненасыщенного стального магнитопровода, и с достаточной для практики точностью справедливо в применении к зубцовой зоне индукторного генератора.

Итак, поставленная задача может быть сформулирована следующим образом: задана область, изображенная на рис. 5-1. Необходимо найти нормальную составляющую напряженности поля вдоль верхней границы AF для трех различных граничных условий.

1. Все точки верхней границы AF имеют один и тот же потенциал U_1. Все точки ломаной $BCDE$ имеют один и тот же потенциал, равный нулю. Прямые AB и FE являются линиями магнитной индукции.

2. Потенциал точек верхней границы AF изменяется по синусоидальному закону с амплитудой U_1 и периодом, в 2 раза большим, чем участок AF; потенциалы точек A и F равны нулю. Все точки ломаной $BCDE$ имеют один и тот же потенциал, равный нулю.

3. Потенциал точек верхней границы AF изменяется по синусоидальному закону с амплитудой U_1 и периодом, в 2 раза большим, чем участок AF; потенциал точки A равен $+U_1$, потенциал точки F равен $-U_1$. Все точки ломаной $BCDE$ имеют один и тот же потенциал, равный нулю. Прямые AB и FE являются линиями магнитной индукции.

Необходимо определить кривую изменения нормальной составляющей напряженности поля вдоль верхней границы AF или ее гармонические составляющие в функции размеров зубцов ротора.

Коэффициенты магнитного поля индукторного генератора с пульсирующим потоком могут быть определены посредством гармонического анализа кривых изменения магнитного потока двойного полюсного деления в зазоре за время поворота ротора на одно зубцовое деление.

С учетом принятых допущений сформулируем вторую задачу следующим образом.

Дана область $ABCDEFGIKLMN$ (рис. 5-2) со следующими граничными условиями. Потенциал точек, лежащих на поверхности статора, равен U_1, потенциал точек на поверхности ротора равен нулю. Для задания граничных значений боковых поверхностей воспользуемся условием периодичности рассматриваемой функции с периодом 2τ. Тогда

$$U_{NMLKIG} = U_1;$$

$$U_{ABCDEF} = 0;$$

$$U_{AN} = U_{FG}.$$

Требуется найти кривую изменения полного потока, проходящего по двойному полюсному делению при различных конфигурациях зубцовой зоны за период поворота ротора на одно полюсное деление. Таким образом, если для определения коэффициентов магнитного поля индукторных генераторов с постоянным потоком требуется решить задачу при трех случаях граничных

условий, то для индукторных генераторов с пульсирующим потоком достаточно решение задачи только при постоянном распределении магнитного потенциала по поверхностям статора и ротора.

5-2. ВЫБОР МЕТОДА РЕШЕНИЯ

Сформулированные выше задачи представляют собой частные случаи задачи Дирихле или первую краевую задачу Лапласа. Как известно, задача Дирихле

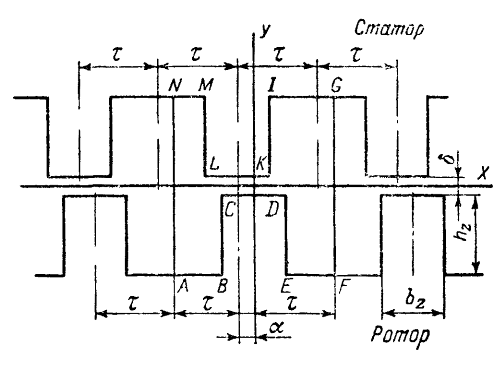


Рис. 5-2.

сводится к отысканию функции, удовлетворяющей внутри данной области уравнению Лапласа или Пуассона и имеющей на границе области заданные значения. Так как в нашем случае в интересующих нас областях *ABCDEF* (рис. 5-1) и *ABCDEFGIKLMN* (рис. 5-2) отсутствуют сосредоточенные или распределенные н. с., то, следовательно, потенциалы всех точек этих областей должны удовлетворять уравнению Лапласа

$$\frac{d^2U}{dx^2} + \frac{d^2U}{dy^2} = 0. \qquad (5\text{-}1)$$

Получить решения сформулированных выше задач пытались двумя путями: определением точного математического выражения для распределения потока в зазоре и приближенным методом, который дает достаточную для практических расчетов точность. В последнее десятилетие для некоторых из сформулированных выше задач получены строгие математические решения, что является ценным теоретическим результатом. Однако окончательные выражения, определяющие распределение по-

тока в зазоре, мало удобны для использования их в расчетной практике, и поэтому численные значения коэффициентов определялись на вычислительной машине.

Вместе с тем при использовании современной вычислительной техники весьма перспективен приближенный конечно-разностный метод решения уравнения Лапласа. Такой метод универсален, не требует сложных математических выкладок, не накладывает требований на граничные условия, обеспечивает вполне достаточную точность при небольшой затрате времени. Поэтому этот метод и был основным при определении магнитных полей в зазоре.

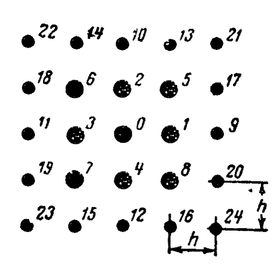


Рис. 5-3.

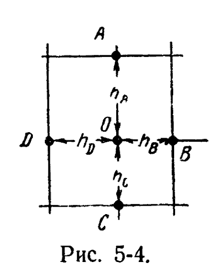


Рис. 5-4.

Он сводится к замене дифференциальных уравнений типа (5-1) конечно-разностными и решению системы N алгебраических уравнений с N неизвестными, причем за неизвестные берутся значения отыскиваемой функции в узлах некоторой сетки. В частности, в случае квадратной сетки и «пятиточечной» аппроксимации (рис. 5-3) уравнение Лапласа в конечно-разностной форме примет вид:

$$U_1 + U_2 + U_3 + U_4 - 4U_0 = 0. \qquad (5\text{-}2)$$

Разностное уравнение при „девятиточечной "аппроксимации записывается как

$$4(U_1 + U_2 + U_3 + U_4) + (U_5 + U_6 + U_7 + U_8) - 20U_0 = 0, \qquad (5\text{-}3)$$

где U_0, U_1, $U_2 \ldots U_8$ — потенциалы в узлах сетки (рис. 5-3).

В случае прямоугольной сетки с шагами h_A, h_B, h_C и h_D (рис. 5-4) конечно-разностное уравнение выражается в виде

$$\frac{1}{h_A + h_D}\left(\frac{U_B - U_0}{h_B} + \frac{U_D - U_0}{h_D}\right) + \frac{1}{h_A + h_C}\left(\frac{U_A - U_0}{h_A} + \frac{U_C - U_0}{h_C}\right) = 0. \qquad (5\text{-}4)$$

С помощью расчетных формул (5-2)—(5-4) решение задачи может быть получено либо методом итераций на электронной вычислительной машине (ЭВМ), либо моделированием сеткой сопротивлений на электроинтеграторе.

Недостатком конечно-разностного метода является сложность учета влияния насыщения стали на распределение магнитного потока в зазоре.

Исходя из этого, наряду с решением задачи на ЭВМ и на электроинтеграторе выполнялось моделирование магнитного поля на статическом электромагнитном макете. На таком макете достаточно просто исследовать влияние насыщения зубцов на распределение потока в зазоре. Кроме того, при наличии двух методов решения поставленной задачи совпадение результатов, полученных различными путями, могло бы служить критерием правильности. При этом оценку погрешности следует производить для каждого метода отдельно.

5-3. МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ЭЛЕКТРОИНТЕГРАТОРЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗАЗОРЕ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМ ПОТОКОМ

Решение уравнения Лапласа с помощью сетки сопротивлений заключается в следующем. Из большого числа соединенных между собой резисторов составляется дискретный электрический эквивалент исследуемого поля. При этом каждый резистор моделирует параметры определенной части поля. Затем к внешним границам сетки в зависимости от условий поставленной задачи прикладываются напряжения, а затем измеряются

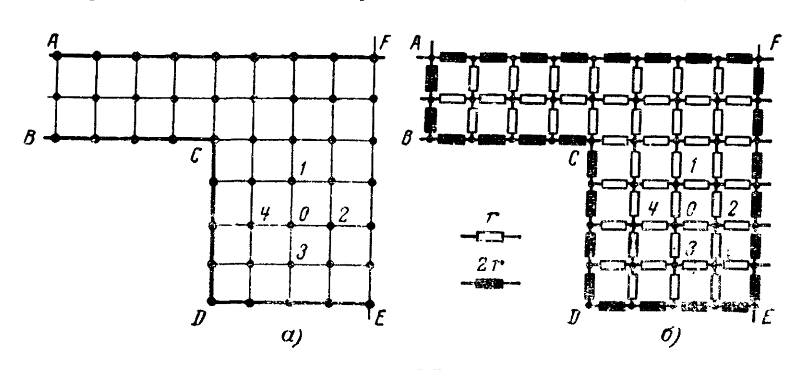


Рис. 5-5.

напряжения каждого узла, соответствующие потенциалам идентичных точек моделируемого поля. Связь между системой из сетки резисторов (рис. 5-5,*б*) и математическим решением уравнения Лапласа заключается в формальном подобии уравнения типовой узловой точки сетки резисторов, полученного с помощью закона Кирхгофа, и уравнения Лапласа, представленного в конечно-разностном виде для той же узловой точки (рис. 5-5,*а*). При этом единственным условием, обеспечивающим подобие этих уравнений, является пропорциональность величин узловых резисторов сетки интегратора квадрату шага дискретизации.

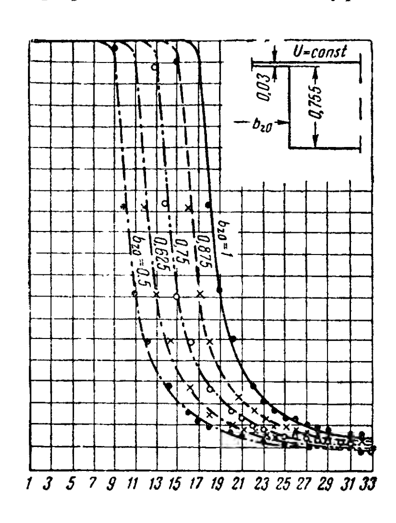


Рис. 5-6.

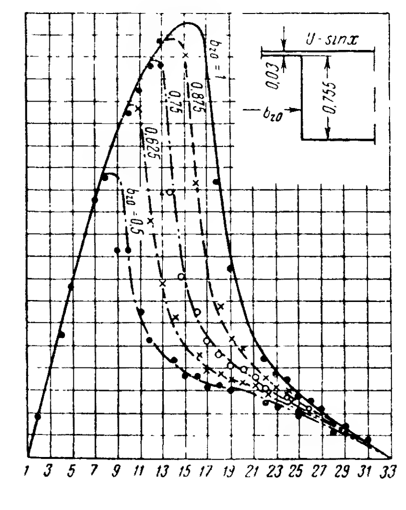


Рис. 5-7.

При решении сформулированных выше задач в узловых точках граничных линий задавались следующие потенциалы: для первого случая граничных условий (§ 5-1) все узловые точки верхней граничной прямой подключались к потенциалу 100, все узловые точки нижней граничной линии подключались к потенциалу 0; для второго случая к узловым точкам верхней прямой подводился потенциал, изменяющийся по закону синуса; для третьего случая к узловым точкам верхней прямой подводился потенциал, изменяющийся по закону косинуса.

Все задачи решены для зубцовых зон, имеющих соотношение размеров в пределах: $\delta_0 = \delta/\tau = 0{,}015 \div 0{,}1$, $b_{z0} = b_z/\tau = 0{,}5 \div 1{,}0$ и $h_{z0} = h_z/\tau = 0{,}237 \div 1{,}25$. Эти соотношения охватывают все встречающиеся на практике случаи конфигурации зубцовых зон. Решение каждой задачи представлено в виде кривой, изображающей величину нормальной составляющей напряженности поля по верхней границе (по поверхности расточки статора) в зависимости от расстояния до оси зубца.

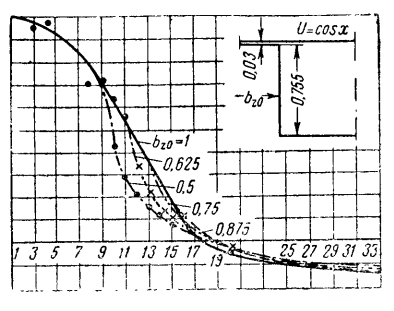


Рис. 5-8.

Для наглядности и удобства в последующих расчетах для всех кривых максимальное значение нормальной составляющей напряженности поля принято за единицу.

На рис. 5-6—5-8 даны как пример соответствующие кривые, построенные по результатам решений задач для различных значений b_{z0} при $\delta_0 = 0{,}03$ и $h_{z0} = 0{,}755$.

5-4. ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗАЗОРЕ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМ ПОТОКОМ

Принципиальная конструктивная схема макета, моделирующего магнитное поле в зазоре генератора, представлена на рис. 5-9. Верхний и нижний стержни были набраны из листовой электротехнической стали марки Э11. Верхний стержень макета имеет три зуба, подобных зубцам ротора индукторного генератора. При трех зубцах практически не влияет краевой эффект. Поверхность нижнего стержня, обращенная к зубцам, моделирует поверхность расточки статора для случая, когда величиной раскрытия паза статора по сравнению с полюсным делением можно пренебречь. Таким образом, в пространстве между стержнями получаем ту же область, что и при решении задач на электроинтеграторе. Ток катушек макета создает магнитный поток, проходящий между верхним и нижним стержнем. Определив индукции в точках на поверхности нижнего стержня на участке 2τ, расположенном между осевыми линиями на

рис. 5-9, получим решение интересующей нас задачи для первого случая, соответствующего холостому ходу генератора.

Измерение индукции может быть произведено баллистическим методом. В исследуемом месте помещается измерительная катушка, замкнутая на баллистический гальванометр. При изменении тока в основных катушках макета баллистический гальванометр будет давать отброс, пропорциональный изменению потокосцепления

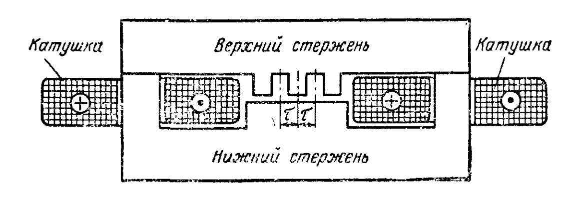


Рис. 5-9.

измерительной катушки. Чтобы исключить влияние остаточного магнетизма, ток в основных катушках макета коммутируется с одного направления на другое.

Определение постоянной составляющей и первой гармоники кривой распределения потока, необходимых для расчета коэффициентов магнитных полей, может быть выполнено различными способами. Например, можно определить кривую распределения потока в зазоре с помощью измерительной катушки достаточно малой ширины по сравнению с полюсным делением. В этом случае показания баллистического гальванометра с достаточной точностью соответствуют индукции в точке, где расположена ось катушки. В дальнейшем интересующие нас составляющие кривых распределения потока будем находить при помощи гармонического анализа с применением численного метода.

Можно выполнить специальные измерительные катушки, при которых показания баллистического гальванометра непосредственно дадут величины гармонических составляющих. Так, например, для определения постоянной составляющей надо сделать измерительную катушку шириной 2τ, для выделения первой гармоники измерительную катушку, занимающую два полюсных деления, с синусоидальным распределением витков, включив встречно витки полуволн. Синусоидальное рас-

пределение витков в измерительной катушке может быть получено двумя способами: либо при равномерном шаге изменяют число витков в каждой секции по синусоидальному закону, либо выполняют катушки с равным числом витков в секциях, но с неравномерным шагом, изменяя его по синусоидальному закону.

Если делать специальные измерительные катушки при приемлемых размерах электромагнитного макета, то получается меньшая точность в определении гармо-

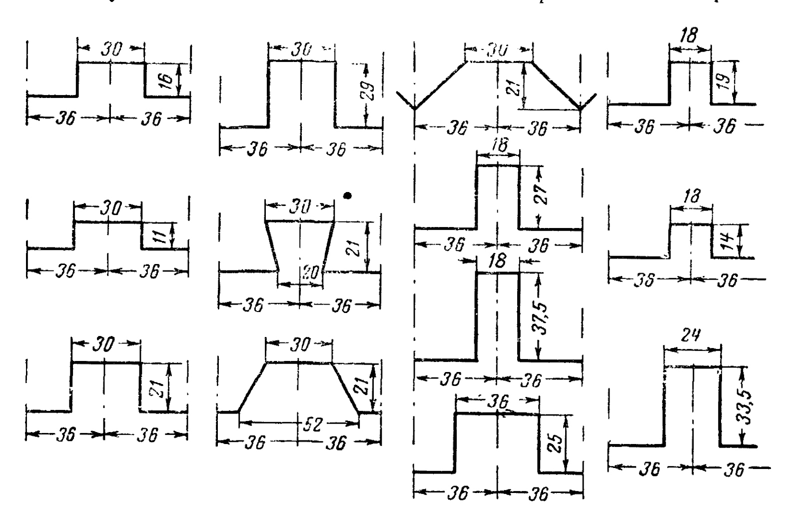


Рис. 5-10.

нических составляющих, чем при разложении на гармоники численными методами кривой распределения потока, снятой с высокой точностью. Поэтому, а также с целью сопоставления кривых распределения потока, полученных на электроинтеграторе и на физической модели, использовалась измерительная катушка малой ширины. При этом получается также более ясное физическое представление влияния конфигурации зубцовой зоны и насыщения на распределение потока. Эффективная ширина ее была определена в эталонном равномерном поле и составила 0,063τ.

Для исследования распределения потока при различных конфигурациях зубца (рис. 5-10) верхний стержень выполнен сменным. Полюсное деление на макете со-

ставляло 36 *мм,* воздушный зазор мог изменяться в пределах 0,3—4 *мм.*

Таким образом, макет позволяет определить распределение потока для тех же соотношений размеров δ_0 от 0,015 до 0,1, b_{z0} от 0,5 до 1, что и в случае электроинтегратора. Глубина пазов на разных стержнях различна и охватывает область h_{z0} от 0,29 до 1.

На таком макете возможно решение только задач первого типа, когда между любыми точками верхней и нижней границы одна и та же разность потенциалов. Решение на макете задач второго и третьего типов (синусоидальное распределение н. с.) представляет значительные трудности, связанные с укладкой распределенной обмотки для создания синусоидальной н. с. при относительно малом полюсном делении. Помимо конструктивного неудобства, возникающего при постановке на макете задач с синусоидальным распределением н. с., появляется также принципиальное затруднение для случая, когда максимальное значение н. с. совпадает с продольной осью. В этом случае кривая распределения магнитного потока имеет помимо гармонических также и постоянную составляющую. Поток постоянной составляющей может замыкаться только таким образом, что будет сцеплен с основными катушками макета. В гл. 3 было показано, что величины гармонических составляющих потока зависят от магнитного сопротивления пути, по которому замыкается постоянная составляющая. В рассматриваемом случае для каждого зазора изменяется магнитное сопротивление для постоянной составляющей потока вследствие изменения зазора между верхним и нижним стержнем на участке, охваченном намагничивающими катушками. Это приводит к необходимости вводить для каждой величины зазора поправки в величину экспериментально полученной первой гармоники, что значительно осложняет обработку полученных результатов и может дать дополнительную погрешность. Учитывая вышеизложенное, на макете решались только задачи первого типа, т. е. соответствующие холостому ходу.

Все задачи целесообразно решать при одной и той же индукции в зазоре. Для выбора индукции было исследовано влияние насыщения стали на кривую распределения потока. С этой целью для одной конфигурации зубцов с размерами $b_z=\tau$ и $h_z=0,7\tau$ и при различных

величинах зазора (δ_0) в пределах 0,0115—0,1 снимались кривые распределения потока при значениях индукции в воздушном зазоре в пределах 0,285—2 *тл*. Измерения показали, что насыщение стали зубцов верхнего стержня (ротора) при таких значительных индукциях, как 2 *тл*, мало влияет на кривую распределения потока. На рис. 5-11 приведены кривые распределения потока при различных индукциях. Для всех случаев максимальные значения индукции по оси зубца принимались за единицу. Разложение этих кривых в ряд Фурье дает следующий результат: при максимальной индукции в зазоре 0,215 *тл* постоянная составляющая в относительных единицах — 0,539, амплитуда первой гармоники— 0,605; при 2 *тл* — соответственно 0,554 и 0,57. Таким образом, постоянная составляющая увеличилась на 3,5%, первая гармоника уменьшилась на 5%. При индукциях до 1—1,2 *тл* магнитные напряжения стали зубцов ротора практически не влияют на кривую распределения потока в зазоре. В связи с этим все кривые распределения потока снимались при максимальной индукции в зазоре 0,5 *тл*.

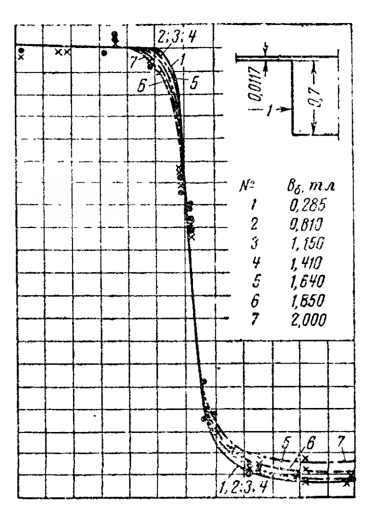


Рис. 5-11.

Следует подчеркнуть, что вывод о малом влиянии насыщения на кривую распределения потока в зазоре до индукции 2 *тл* справедлив только для случая, когда статор и ротор выполнены из стали Э11 и статор не имеет пазов; таким образом, этот вывод не может быть распространен на зубцовую зону реальной машины, выполненную из высоколегированной стали и, главное, с пазами на статоре, независимо от величины их раскрытия.

Опыт показывает, что из-за насыщения зубцов статора кривая распределения потока уплощается при индукциях меньших, чем 2 *тл*, кроме того, происходит

перераспределение потока в зубцовой зоне статора, что также уменьшает переменную составляющую потокосцепления обмотки статора (§ 5-9 и 5-10).

5-5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМ ПОТОКОМ

Коэффициенты магнитного поля могут быть определены, как уже указывалось, выделением из полученных кривых распределения потока постоянной и первой гармонической. Однако коэффициенты магнитного поля, полученные из этих кривых, неудобны при практических расчетах, так как являются функцией трех переменных δ_0, b_{z0}, h_{z0} и требуют двойной интерполяции (например, приняв за аргумент b_{z0} по δ_0 и по h_{z0}). Строго говоря, коэффициенты магнитного поля являются также функцией и четвертого параметра γ — угла наклона боковых стенок зубца. Однако, как позднее будет показано, влияние этого параметра при тех значениях углов, которые выполняются на практике, невелико и поэтому сейчас не рассматривается. В дальнейшем вводится поправка, учитывающая влияние угла наклона боковых стенок зубца на коэффициенты магнитного поля.

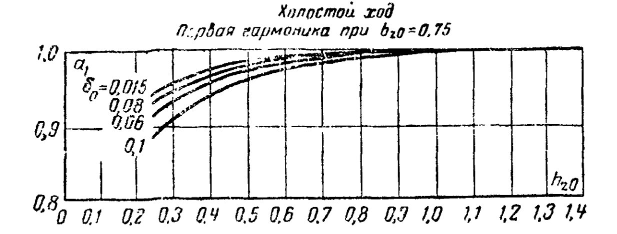
Чтобы избежать неудобства двойной интерполяции, желательно функции трех переменных представить в виде произведения двух функций, каждая из которых зависит только от двух переменных, например:

$$F(\delta_0, b_{z0}, h_{z0}) = f(\delta_0, b_{z0})\,\varphi(\delta_0, h_{z0}). \qquad (5\text{-}5)$$

Подобно тому как изображаются коэффициенты магнитного поля обычных синхронных машин, функции $f(\delta_0, b_{z0})$ и $\varphi(\delta_0, h_{z0})$ просто представить на плоскости, а следовательно, и просто определить искомую функцию $F(\delta_0, b_{z0}, h_{z0})$. Но анализ такого метода показал, что в интересующем нас диапазоне изменений δ_0, b_{z0} и h_{z0} применение разложения по (5-5) приводит к погрешности до 15—18%.

Методика определения коэффициентов магнитного поля в расчетной практике может быть достаточно проста, если удастся исключить один из параметров.

С учетом этого было подробно проанализировано влияние глубины паза на постоянную составляющую a_0 и амплитуду первой гармоники a_1 кривой распределения потока. В качестве примера на рис. 5-12 построены



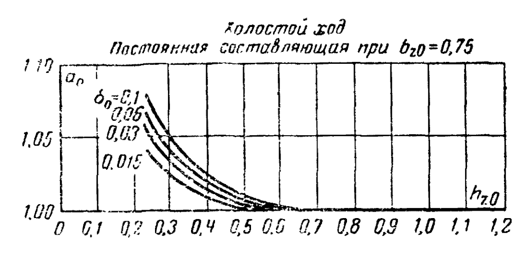
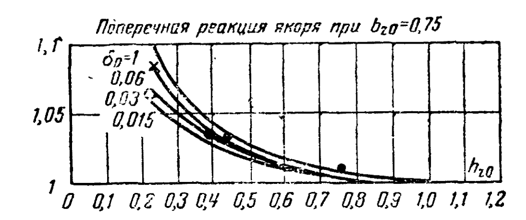


Рис. 5-12.



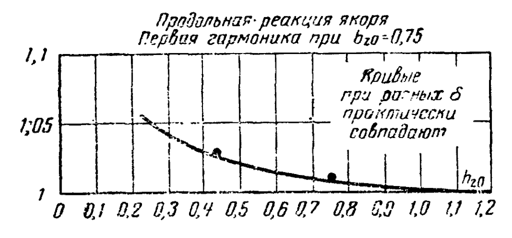




Рис. 5-13.

в относительных единицах кривые зависимости a_1 и a_0 для холостого хода в функции глубины паза h_{z0}, а на рис. 5-13 то же для продольной и поперечной реакции якоря. Из этих кривых следует, что при глубине паза более 0,5τ величины a_0 и a_1 почти не изменяются, а сле-

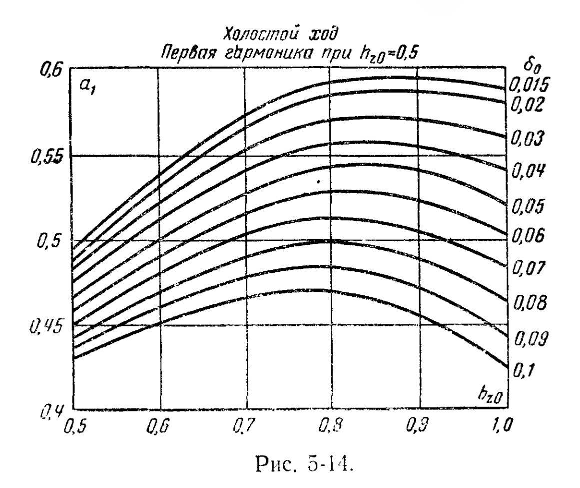


Рис. 5-14.

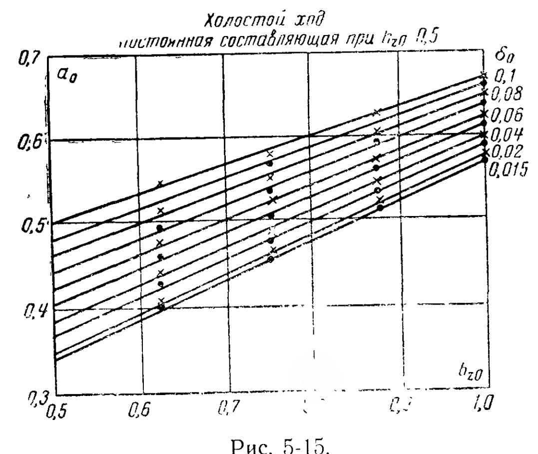


Рис. 5-15.

довательно, они мало влияют на коэффициенты магнитного поля. Если же глубина паза меньше 0,5τ, значения a_0 и a_1 резко изменяются, что приводит к ухудшению использования потока в зазоре при холостом ходе и увеличению реактивности якоря. Следовательно, можно

сделать весьма важный для практики вывод: глубину паза ротора следует выбирать не менее 0,5τ, желательно 0,8τ—1,0τ. Делать глубину паза больше нецелесообразно, так как при этом не изменяются гармонические составляющие потока, а радиальные размеры зубцовой

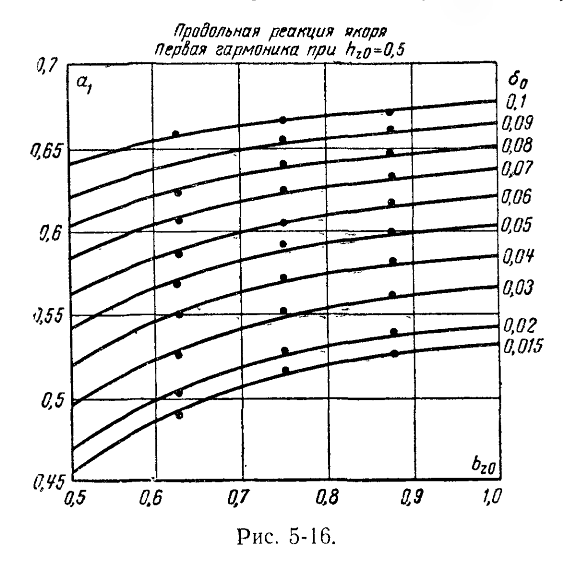


Рис. 5-16.

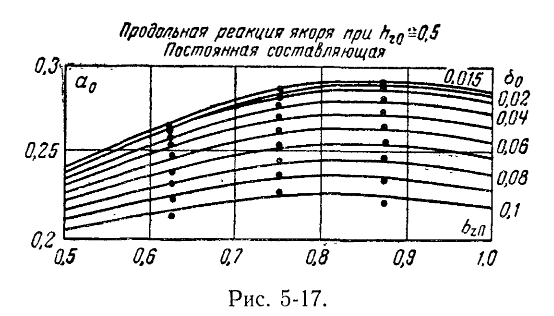


Рис. 5-17.

зоны увеличиваются, что приводит к росту потерь от перемагничивания зубцов.

Таким образом, при определении коэффициентов магнитной цепи можно исключить один параметр (глубину паза). Для этого необходимо построить коэффициенты при глубине паза 0,5τ. Тогда при глубине паза больше 0,5τ результаты расчета будут давать небольшой запас по использованию объема активной части (от 1% при

минимальном зазоре и до 5% при максимальном зазоре). Глубину паза менее 0,5τ делать нельзя.

На рис. 5-14—5-18 посредством графической интерполяции кривых распределения потока, полученных на электроинтеграторе и электромагнитном макете, построены семейства кривых, определяющих зависимость коэффициентов ряда Фурье a_0 и a_1 для холостого хода и для продольной и поперечной реакции якоря в функции относительной ширины зубца b_{z0} по параметру от-

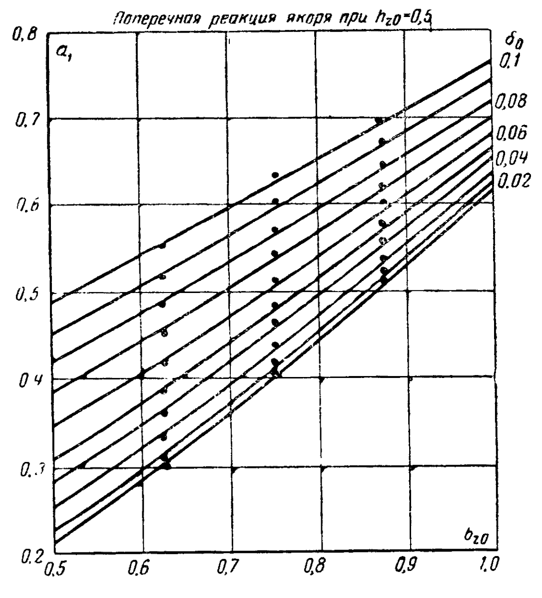


Рис. 5-18.

носительной величины зазора при $h_{z0}=0,5$. На этих рисунках за единицу по оси ординат принята максимальная индукция в зазоре 0,5 *тл*. Эти кривые дают возможность определить все интересующие нас коэффициенты магнитного поля.

Коэффициенты

$$k_1 = \pi \frac{a_0}{a_1}; \qquad (5\text{-}6)$$

$$k_m = \frac{b_{z0}}{2a_0} \qquad (5\text{-}7)$$

определяются по рис. 5-14 и 5-15. Коэффициент k_d определяется отношением ординат кривых на рис. 5-16 и

5-14; коэффициент k_{d0} определяется так же на рис. 5-17 и 5-15; коэффициент k_q — на рис. 5-18 и 5-16. Полученные коэффициенты изображены на рис. 5-19—5-22. Все коэффициенты за исключением k_q даны в функции δ_0 по параметру b_{z0}. Изображение k_q в функции b_{z0} дает семейство пересекающихся кривых, мало удобное для использования.

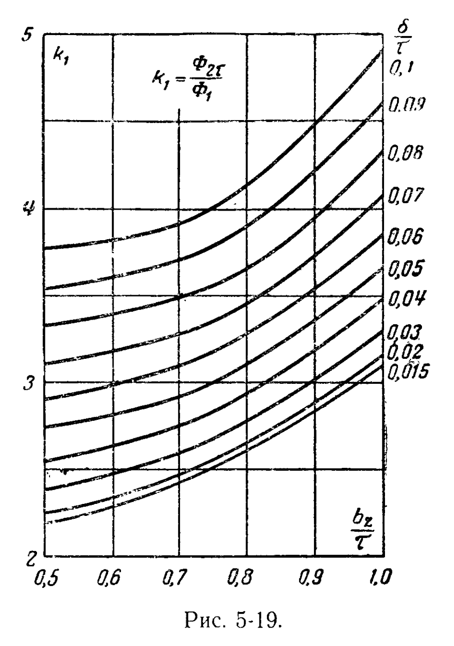


Рис. 5-19.

Необходимо оценить погрешности, с которыми были получены коэффициенты магнитных полей. Это можно сделать двумя способами. По первому используем соотношение (3-26), которому всегда должны удовлетворять коэффициенты k_1 и k_{d0}:

$$k_1 k_{d0} = \frac{\pi}{2}.$$

Проверка показала, что для большинства точек погрешности составляют 2—3%, наибольшее расхождение — 5—7%.

Вторым способом оценки погрешности может быть сопоставление результатов, полученных при решении за-

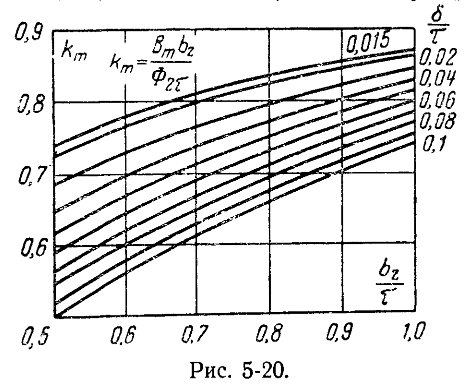


Рис. 5-20.

дач на электроинтеграторе и при исследовании полей на электромагнитном макете. Таким путем было установлено, что расхождение не превышает 4,5%, для большинства случаев составляет 2—3% и не носит систематического характера.

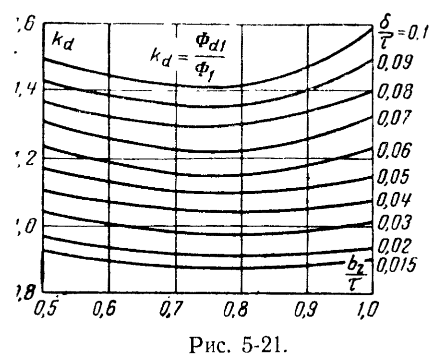


Рис. 5-21.

Окончательные кривые для определения коэффициентов магнитных полей, приведенные на рис. 5-19—5-22, построены осреднением этих расхождений. Таким образом, погрешность в коэффициентах не должна превышать 3%.

Найденные коэффициенты магнитного поля относятся к простейшей конфигурации зубцов ротора: зубец пря-

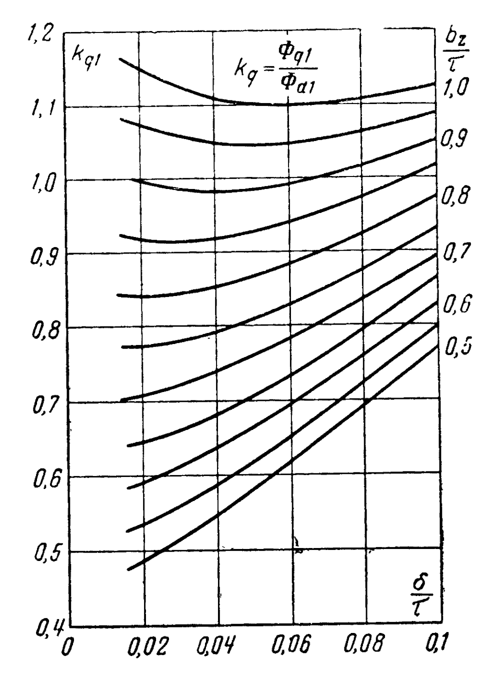


Рис. 5-22.

моугольный, стенки паза параллельны. В практических конструкциях конфигурация зубца несколько отличается от рассмотренной: зубец имеет обычно параллельные стенки, поэтому угол в его вершинах не прямой и паз имеет форму трапеции с меньшим нижним основанием.

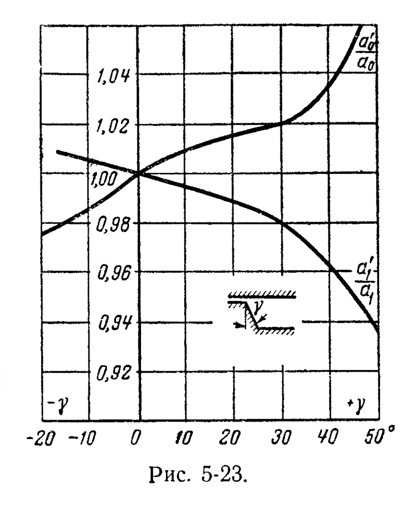


Рис. 5-23.

В некоторых случаях угол в вершинах зубца значительно отличается от прямого, так, например, при трех зубцах на роторе он может составлять 115—120°. Очевидно, что такое изменение конфигурации зубца ротора должно уменьшать переменную составляющую распределения потока и увеличивать постоянную составляющую при холостом ходе, т. е. ухудшать использование потока. Это должно быть учтено при расчете. На рис. 5-23 изображено отношение первой гармоники и постоянной составляющей при различных углах в вершине зубца к соответствующим величинам при прямоугольном зубце. Эти отношения при различных зазорах достаточно близки, так что практически учитывать влияние зазора нецелесообразно. Из рис. 5-23 следует, что величина угла в вершине зубца при углах до 120° (γ=30°) мало сказывается на распределении потока. При углах больше 120° резко растет постоянная составляющая и уменьшается первая

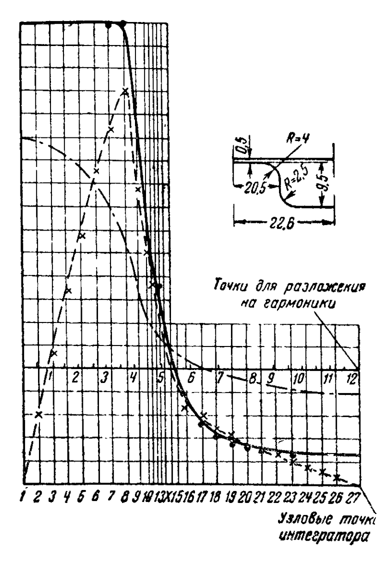


Рис. 5-24.

гармоника распределения потока. Таким образом, в практических расчетах даже при наличии на роторе трех зубцов, имеющих параллельные стенки, мы можем не учитывать изменения коэффициентов магнитного поля.

В некоторых случаях с целью улучшения формы кривой напряжения индукторного генератора вершины зубцов ротора выполняют скругленными. Влияние величины радиуса скругления на распределение потока исследовано на электроинтеграторе. На рис. 5-24 изображена конфигурация зубца (размеры взяты по реально выполненной машине), а также сетка, использованная при решении, и кривые распределения потока для условий холостого хода, продольной и поперечной реакции якоря.

В результате анализа кривых распределения потока для этого случая можно сделать вывод, что коэффициенты магнитных полей для аналогичной конфигурации зубцовой зоны можно определять как для прямоугольных зубцов, введя эквивалентную ширину зубца

$$b_{z0экв} = b_{z0} - 1{,}3r_0. \tag{5-8}$$

5-6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗАЗОРЕ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПУЛЬСИРУЮЩИМ ПОТОКОМ ПРИ ПОМОЩИ ЭВМ

Определение магнитного потока в зазоре индукторных генераторов с пульсирующим потоком производилось также посредством решения уравнения Лапласа, выраженного в конечно-разностной форме, но в данном случае для решения использовалась электронная вычислительная машина дискретного счета. Объясняется это следующими причинами. Существующие электроинтеграторы имеют недостаточно большое поле сетки резисторов, чтобы обеспечить для случая зубцов на статоре и роторе достаточно малый шаг, при котором получается приемлемая точность решения. Вместе с тем широкое внедрение за последнее десятилетие ЭВМ позволяет успешно применять их для решения аналогичных задач. В этом случае можно обеспечить достаточно малый шаг разности и соответственно высокую точность решения при малой затрате времени. Применение ЭВМ позволяет сразу ввести в программу решения и необходимую обработку кривых изменения потока, например выделение гармонических составляющих. Независимо от решения

на ЭВМ для исследования влияния насыщения и оценки достоверности результатов, полученных на ЭВМ, как это ранее указывалось, проводились работы на специальном электромагнитном макете.

При принятой постановке задачи и сформулированных граничных условиях (§ 5-1) требуется найти распределение потенциала внутри области (рис. 5-2), удовлетворяющее уравнению (5-1), и определить кривые изменения потока, проходящего в зазоре через участок зубцового (двойного полюсного) деления за период сдвига ротора на одно полюсное деление.

Интересующий нас поток (рис. 5-2)

$$\Phi = \int_0^{2\tau} \frac{dU}{dy}\, dx. \tag{5-9}$$

Решая задачу для различных значений $\alpha_0 = \alpha/\tau$ от 0 до 1 при фиксированных $b_{z0} = b_z/\tau$; $h_{z0} = h_z/\tau$ и $\delta_0 = \delta/\tau$, получаем зависимость $\Phi = f(\alpha_0)$, что представлят собой изменение потока зубцового деления в зазоре за период поворота ротора на одно полюсное деление. Здесь α — сдвиг зубцов статора относительно зубцов ротора, b_z — ширина зубца, h_z — высота зубца, τ — полюсное деление. Имея систему таких кривых, можно определить все интересующие нас величины.

Для решения задачи необходимо дискретизировать непрерывную физическую систему (созданное потенциальное поле), применив метод конечных разностей.

В зависимости от того, какие формулы численного дифференцирования будут использованы, получим различную точность аппроксимации дифференциального уравнения разностным. Рассмотрим разностную аппроксимацию уравнения (5-1) при квадратной сетке с шагом h для узла 0 при участии тех или иных узлов, расположенных около узла 0 (рис. 5-3). Если в разностном уравнении для потенциала узла 0 участвуют потенциалы четырех соседних узлов (U_1, U_2, U_3, U_4), то погрешность аппроксимации R имеет оценку

$$|R| \leqslant \frac{h^2}{6} M_4,$$

где

$$M_4 = \max\left\{\left|\frac{d^4U}{dx^4}\right|, \left|\frac{d^4U}{dx^3dy}\right|, \ldots \left|\frac{d^4U}{dy^4}\right|\right\}, \tag{5-10}$$

а разностное уравнение без остаточного члена (5-10) запишется в виде (5-2).

При участии точек *5*, *6*, *7*, *8* (рис. 5-3) погрешность аппроксимации имеет оценку

$$|R| \leqslant \frac{4h^2}{6} M_4. \qquad (5\text{-}11)$$

При одном и том же порядке h^2 остаточный член (5-11) имеет больший коэффициент, чем (5-10). Это объясняется тем, что во втором случае используется больший шаг ($\sqrt{2}\,h$ вместо h). При участии всех узлов, расположенных вокруг узла 0 (рис. 5-3) разностное уравнение дает аппроксимацию уравнения (5-1) с точностью до h^6

$$|R| \leqslant \frac{520h^6}{3\cdot 8!} M_8.$$

При этом предполагается, что решение уравнения (5-1) имеет непрерывные производные до четвертого порядка по (5-10), (5-11) и восьмого порядка в последнем случае.

Разностное уравнение, в котором используются узлы *1*, *2*, *3*, ..., *8* (рис. 5-3), записывается в виде выражения (5-3).

Как видно из сравнения, наибольшую точность аппроксимации дает уравнение (5-3), принятое в качестве расчетного. Следующим не менее важным этапом является выбор шага сетки. Ясно, что шаг сетки должен быть таким, чтобы в решении были отражены все детали, связанные как с характером заданных граничных условий, так и с самой конфигурацией границы области.

Из оценок погрешности аппроксимации уравнения (5-1) конечно-разностным следует, что если неограниченно измельчать сетку, то последовательность решений будет сходиться равномерно к точному решению задачи Дирихле. Однако при чрезмерном уменьшении шага сетки процесс сходится довольно медленно и машинное время сильно увеличивается. Выбор шага сетки в большой мере зависит также от объема памяти вычислительной машины, на которой решается задача. Окончательно принята квадратная сетка с шагом $h = 0{,}04\tau$. В этом случае, например для $h_{п0}=1$, $b_{z0}=0{,}52$ и $\delta_0=0{,}28$, в области получаются 2 200 расчетных точек. Первоначальное распределение потенциалов в узлах сетки для $\alpha_0=0$ можно задать изменяющимся по линейному

закону между границами AB и NM, BD и LN, EF и IG (рис. 5-2). Максимальная невязка в узлах сетки принята $10^{-4}\%$ значения потенциала в узлах.

После получения окончательного распределения потенциалов для определения нормальной составляющей индукции производилось численное дифференцирование в точках, лежащих на оси x.

Дифференцирование выполнялось по трем узлам:

$$U'_1=\frac{dU_1}{dy}=\frac{1}{2h}(-U_0+U_2),$$

что дает погрешность порядка h^2. Здесь U_0, U_2 — значения потенциалов в точках по оси y.

Поток находился интегрированием полученных значений индукции.

Интегрирование производилось по формуле Симпсона.

В этом случае поток

$$\Phi=\int_0^{2\tau}\frac{dU}{dy}\,dx=\frac{\tau}{3n}(U'_0+4U'_1+$$
$$+2U'_2+\ldots+4U'_{2n-1}+U'_{2n}),$$

где U'_0, U'_1, U'_2 ... — нормальные производные в точках по оси x; n — число точек в промежутке 2τ.

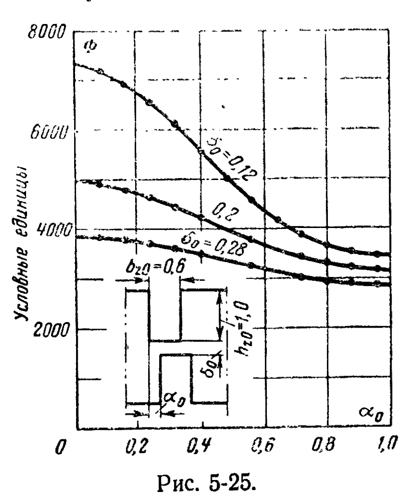


Рис. 5-25.

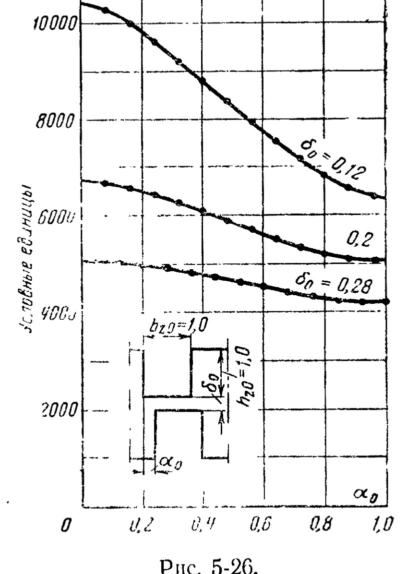


Рис. 5-26.

Формула Симптона дает приближенное значение интеграла с точностью до h^4.

На рис. 5-25 и 5-26 представлены в качестве примера кривые изменения потока зубцового деления в функции углового положения ротора для нескольких решенных вариантов. Граничные условия при этом следующие: потенциал статорной поверхности равен 1 000 условных единиц, потенциал поверхности ротора равен нулю.

5-7. ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗАЗОРЕ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПУЛЬСИРУЮЩИМ ПОТОКОМ

На электромагнитном макете решался более широкий круг вопросов, чем на ЭВМ, например: определение влияния высоты, угла наклона стенки и формы зубца на кривую изменения потока зазора. Кроме того, на макете задача решена для более широкого диапазона изменения зазора.

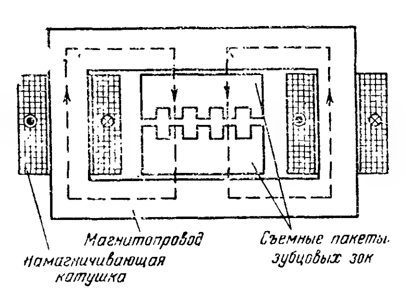


Рис. 5-27.

Магнитопровод макета и съемные пакеты зубцовых зон с различной конфигурацией зубцов (рис. 5-27 и 5-28) набраны из электротехнической стали. Пакеты, моделирующие зубцовую зону индукторных генераторов с пульсирующим потоком, имеют по пять зубцов, что практически, даже при зубчатой поверхности статора и ротора, исключает влияние краевого эффекта на распределение магнитного потока под средним зубцом. Воздушный зазор между верхним и нижним пакетом можно изменять от 0 до 10,5 *мм*, что соответствует изменению δ_0 от 0 до 0,3.

Конфигурация пакетов позволяет также определить распределение потока в зазоре при b_{z0} от 0,5 до 1 и h_{z0} от 0,3 до 1,5 (рис. 5-28).

Магнитный поток в интересующей нас области создается двумя катушками при прохождении по ним тока. Индукция в любой точке воздушного зазора на

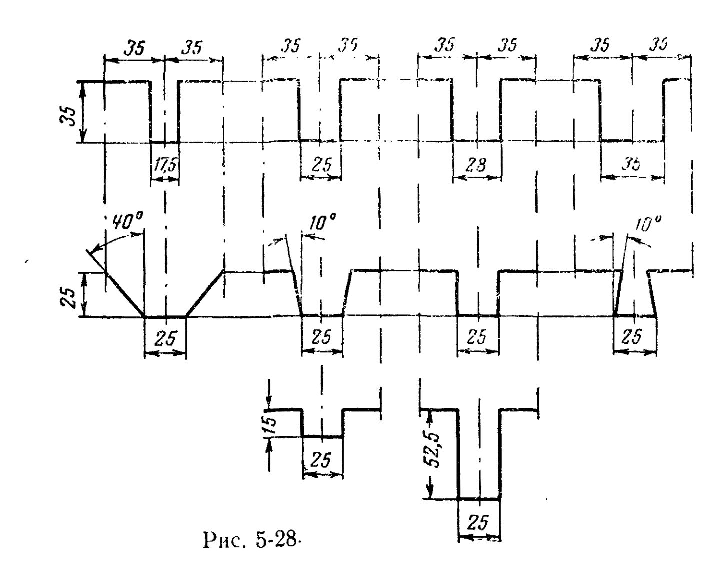


Рис. 5-28.

участке 2τ (зубцового деления) определялась измерительной катушкой баллистическим методом. В тех случаях, когда нас не интересует кривая распределения потока вдоль зубцового деления, можно определить полный поток измерительной катушкой, имеющей ширину зубцового деления.

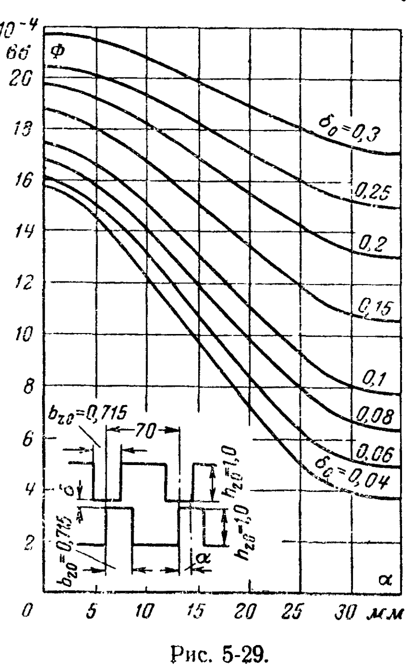


Рис. 5-29.

Во время опытов положение одного зубца относительно другого в пределах одного зубцового деления изменялось с определенным шагом. Для каждого положения производились измерения индукции или полного магнитного потока зубцового деления.

При различных положениях зубцов (от по-

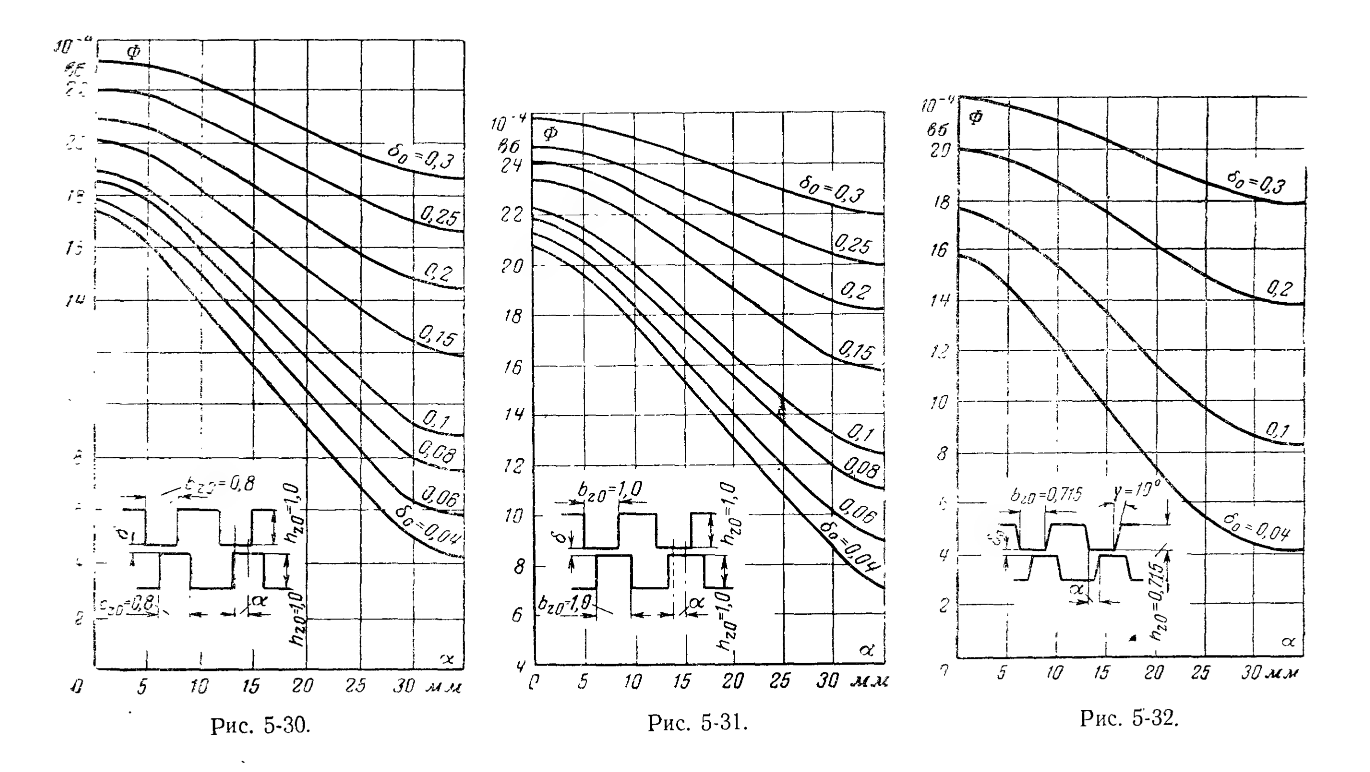
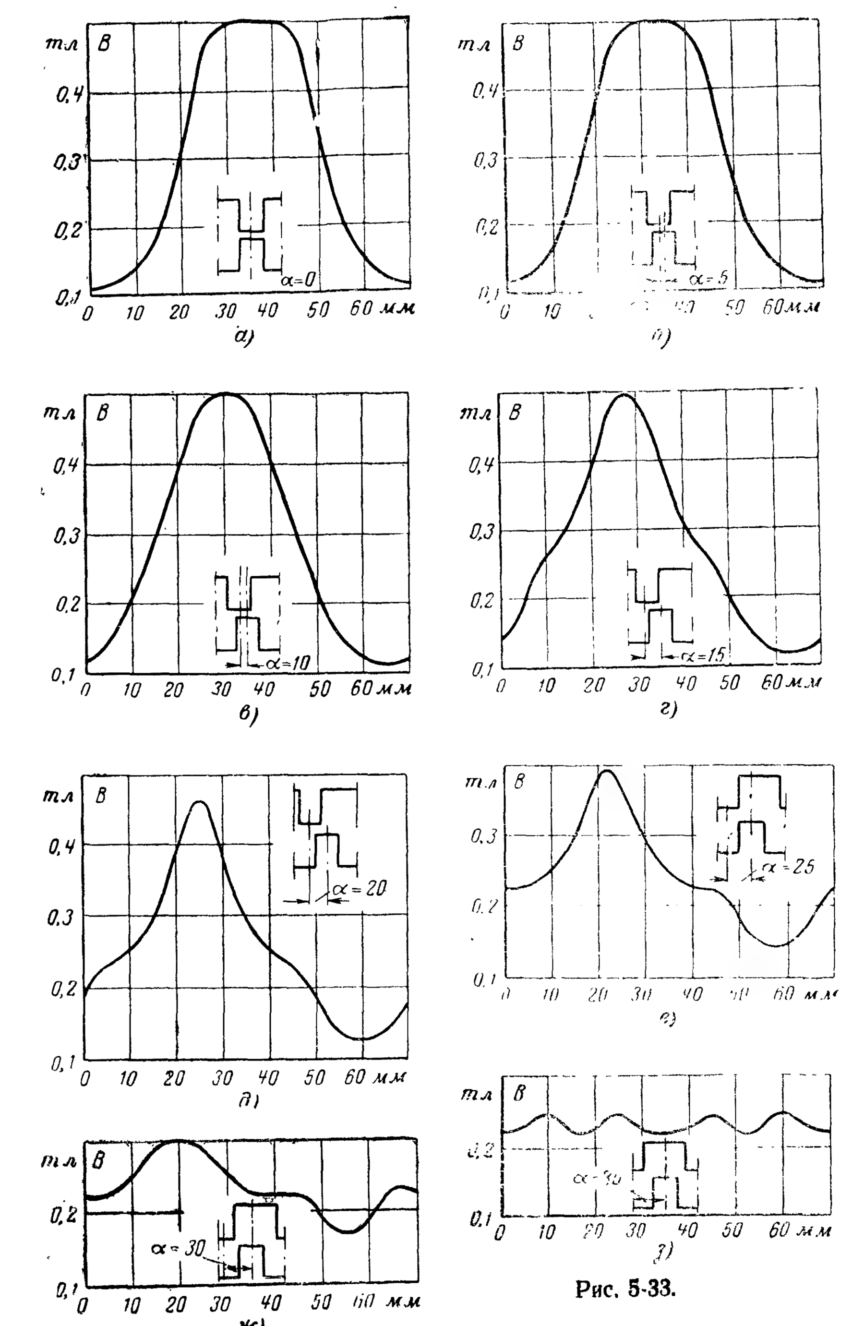


Рис. 5-30.

Рис. 5-31.

Рис. 5-32.



тл
B
0,4
0,3
0,2
0,1
0 10 20 30 40 50 60 мм
α=0
а)
α=5
б)
α=10
в)
α=15
г)
α=20
д)
α=25
е)
α=30
ж)
з)

Рис. 5-33.

ложения «зубец против зубца» до положения «зубец против паза») необходимо поддерживать одну и ту же н. с. в зубцовой зоне, что соответствует условиям реальной машины. Для этой цели применялся магнитный потенциалометр, соединенный с веберметром. При измерениях один конец магнитного потенциалометра приставлялся к основанию верхнего, а другой — к основанию нижнего паза. Необходимая н. с., которая в дальнейшем поддерживалась постоянной, определялась индукцией в зазоре при положении «зубец против зубца». При решении всех задач на макете величина индукции устанавливалась 0,5 *тл*. При этой индукции зубцовая зона, как показано в § 5-4, остается практически ненасыщенной.

На рис. 5-29—5-32 представлена часть снятых на макете кривых изменения магнитного потока в зазоре в зависимости от сдвига осей зубцов статора и ротора при различных конфигурациях зубцовых зон и зазорах. Рисунок 5-33 показывает распределение магнитной индукции в зазоре при восьми положениях зубцов для $b_{z0}=0{,}715$; $h_{z0}=1{,}0$ и $\delta_0=0{,}3$.

5-8. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПУЛЬСИРУЮЩИМ ПОТОКОМ

Для искомых величин k_1, $(k_{\text{ис}})k_m$, а также λ_s и λ_a в общем случае имеем некоторые зависимости вида

$$k=f(\delta_0, b_{z0}, h_{z0}, \gamma),$$

где γ — угол наклона боковых стенок зубца.

Очевидно, что такое представление искомых величин, как указывалось в § 5-5, является весьма неудобным (или почти непригодным) для практического использования. Поэтому рассмотрена возможность исключения части переменных. Для этого представим коэффициент использования магнитного потока

$$k_{\text{гс}}=\frac{2a_1}{a_0},$$

где a_0, a_1 — коэффициенты ряда Фурье в функции отдельных параметров, характеризующих зубцовую зону. На рис. 5-34—5-37 изображены зависимости $k_{\text{ис}}$ от относительной величины зазора, ширины и высоты зубца, а также угла наклона стенок зубца.

Из этих рисунков следует, что наиболее резко влияют на степень использования потока величина зазора и

ширина зубца. При увеличении высоты паза до 0,8τ степень использования потока несколько растет, при дальнейшем увеличении высоты $k_{ис}$ практически остается без изменения. Это позволяет сделать вывод, что высоту

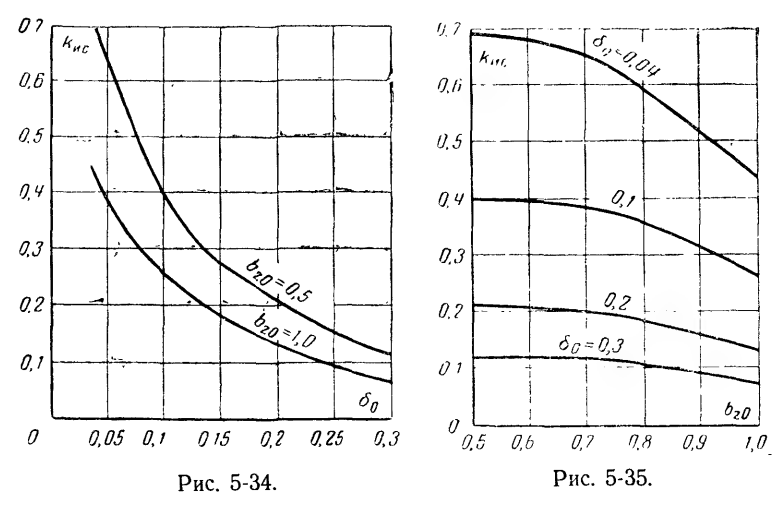


Рис. 5-34. Рис. 5-35.

зубца для генераторов с пульсирующим потоком целесообразно выполнять так же, как и в случае машин с постоянным потоком, в пределах 0,8—1,0τ. Меньшая и

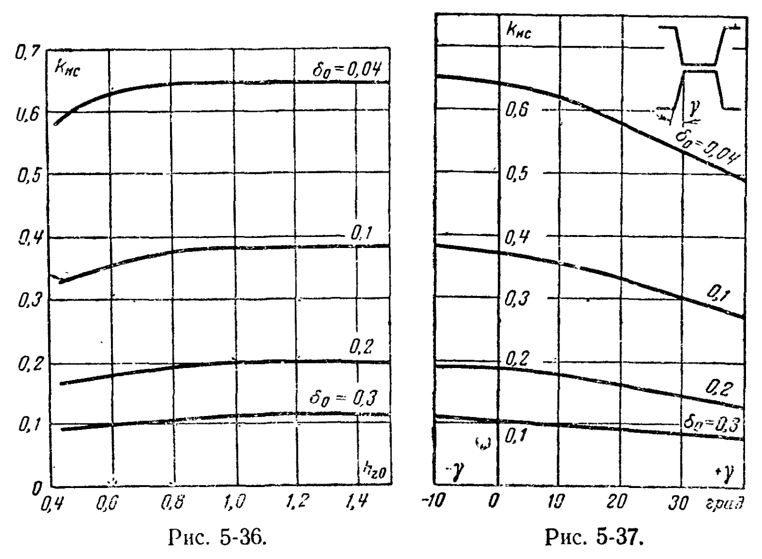


Рис. 5-36. Рис. 5-37.

бо́льшая высота зубца приводит к снижению использования объема активной части. Выполнение этой рекомендации позволяет исключить параметр высоты зубца при определении коэффициентов магнитных полей.

Можно исключить также и параметр γ, так как если этот угол больше 10°, заметно снижается $k_{\text{нс}}$, а если он меньше 10°, повышается индукция у основания зубца, хотя $k_{\text{нс}}$ и несколько растет. В последнем случае снижается использование объема активной части, из-за насыщения снижается электромагнитный предел генератора и растут потери в зубцах. Влиянием γ на коэффициенты магнитного поля при $-10°<\gamma<10°$ практически можно пренебречь.

Эти выводы позволяют представить искомые величины в функции только двух переменных, т. е. получить плоские зависимости вида

$$k=f(\delta_0, b_{z0})$$

при

$$h_{z0}=1 \text{ и } \gamma=0.$$

В случае необходимости влияние угла наклона стенок зубца (при $\gamma>10°$) на коэффициенты магнитного поля можно учесть поправочными коэффициентами

$$\alpha=\frac{k'_1}{k_1}; \tag{5-12}$$

$$\beta=\frac{k'_m}{k_m}. \tag{5-13}$$

Для величин λ_s и λ_a поправочные множители соответственно

$$c=\frac{\lambda'_s}{\lambda_s}; \tag{5-14}$$

$$d=\frac{\lambda'_a}{\lambda_a}. \tag{5-15}$$

Здесь величины k'_1, k'_m, λ'_s и λ'_a относятся к зубцовой зоне с трапецеидальными зубцами.

В общем случае поправочные множители α, β, c и d представляют зависимости вида

$$\alpha \text{ (или } \beta, c, d)=f(\delta_0, b_{z0}, \gamma) \tag{5-16}$$

при $h_{z0}=\text{const}$.

Оптимальная относительная ширина зубца находится в довольно узких пределах 0,65—0,8τ (гл. 6). Это по-

зволяет представить интересующие нас величины в функции только двух переменных, т. е. получить плоские зависимости вида

$$\alpha\,(\text{или } \beta,\ c,\ d) = f(\delta_0,\ \gamma) \qquad (5\text{-}17)$$

при $h_{z0}=1{,}0$ и $b_{z0}=0{,}715$.

Используя кривые, представленные на рис. 5-30—5-32, определим соответствующие изменения проводимости зазора во времени. Для этого выразим последние через коэффициенты ряда Фурье:

$$\lambda_1 = \frac{\Phi_1}{F_\delta} = 4\pi\cdot 10^{-7}\frac{a_1}{\delta B_\delta}; \qquad (5\text{-}18)$$

$$\lambda_0 = \frac{\Phi_{2\tau}}{F_\delta} = 2\pi\cdot 10^{-7}\frac{a_0}{\delta B_\delta}, \qquad (5\text{-}19)$$

где F_δ — н. с. воздушного зазора; B_δ — максимальная индукция в зазоре.

Полученное семейство зависимостей $\lambda=f(\delta_0,\ b_{z0})$ при $h_{z0}=1{,}0$ и $\gamma=0$ представлено на рис. 5-38 и 5-39.

Коэффициенты магнитного поля k_1 и k_m через коэффициенты ряда Фурье и максимальную индукцию в зазоре представляются в виде

$$k_1 = \frac{1}{2}\,\frac{a_0}{a_1}; \qquad (5\text{-}20)$$

$$k_m = 2\,\frac{B_\delta b_z}{a_0}. \qquad (5\text{-}21)$$

На рис. 5-40 и 5-41 представлены семейства кривых для определения k_1 и k_m с поправочными коэффициентами по углу γ, которые получены на основании (5-12), (5-13), (5-20) и (5-21) после разложения в ряд Фурье кривых, показанных на рис. 5-29—5-32.

Расчетные кривые для проводимостей рассеяния зазора λ_s, реакции якоря λ_a и поправочные коэффициенты c и d также могут быть получены аналогичным образом с учетом (5-14), (5-15):

$$\lambda_s = 2\pi\cdot 10^{-7}\frac{1}{\delta B_\delta}\,\frac{a_0^2-2a_1^2}{a_0+2a_1}; \qquad (5\text{-}22)$$

$$\lambda_a = 4\pi\cdot 10^{-7}\frac{1}{\delta B_\delta}\,\frac{a_1(a_0+a_1)}{a_0+2a_1}. \qquad (5\text{-}23)$$

Кривые для определения λ_s, λ_a с поправочными коэффициентами по углу γ представлены на рис. 5-42 и 5-43.

Достоверность полученных значений коэффициентов магнитных полей для индукторных генераторов с пульсирующим потоком подтверждается малыми значениями возможных погрешностей при решении задач на математической и физической моделях зубцовой зо-

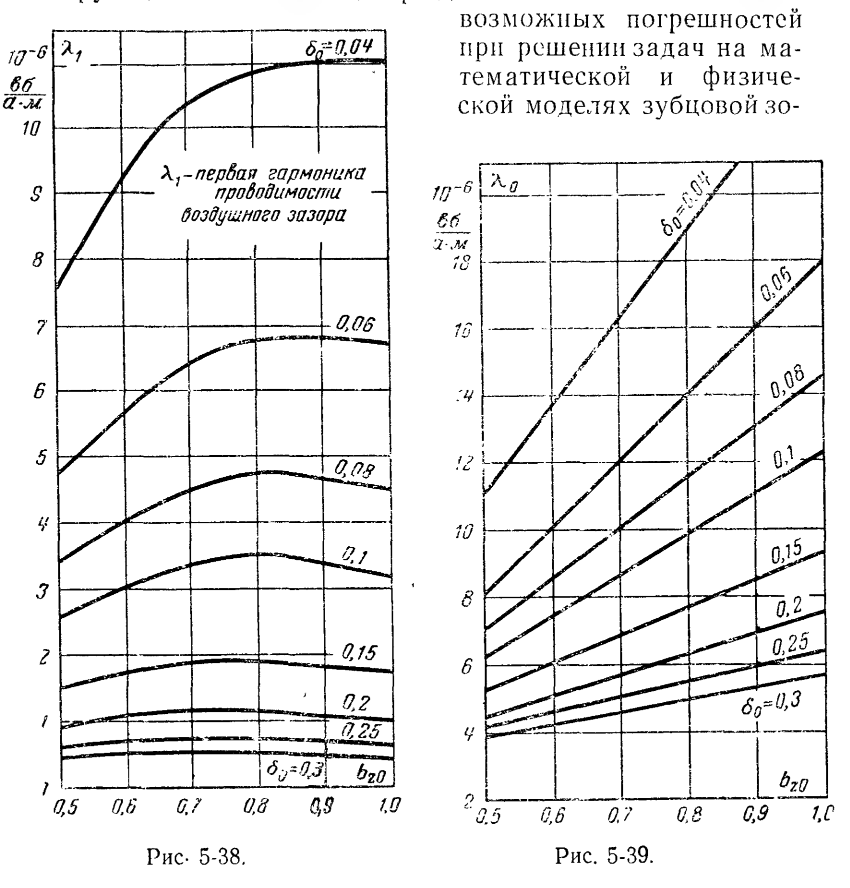


Рис. 5-38.

Рис. 5-39.

ны. В частности, при решении уравнения Лапласа выбранным методом на ЭВМ полная погрешность в определении закона изменения потока складывается из погрешности аппроксимации дифференциального уравнения разностным и погрешности из-за приближенного решения разностной системы уравнений, последующего дифференцирования и интегрирования. Эти погрешности

(оценка их производилась по методике, известной в технике приближенных вычислений) следующие: первая составляющая — не более 0,03%; вторая составляющая — не более 0,01%. Эти максимально возможные погрешности могут быть только в зоне, прилегающей к углу кром-

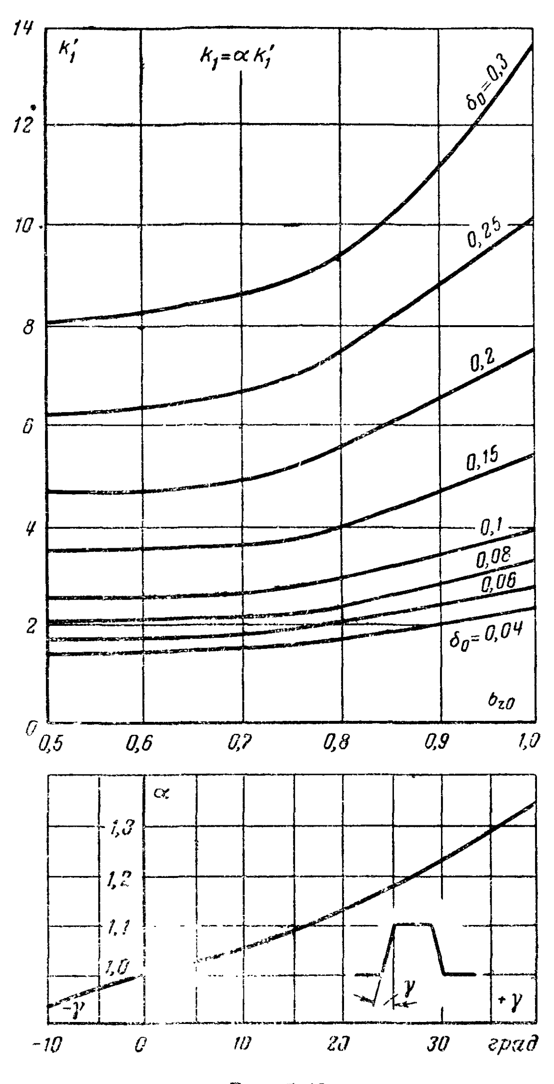


Рис. 5-43

ки зубца, где имеет место наибольшее изменение потенциалов сетки. В других местах интересующей нас области погрешности должны быть еще меньше. Таким образом, принятый метод решения задач по определению закона распределения потока дает очень высокую точность.

Окончательной проверкой явилось сопоставление решений, полученных из ЭВМ и электромагнитном макете. Это сопоставление по коэффициентам магнитных полей показало, что расхождение для подавляющего числа точек не превышает 2%.

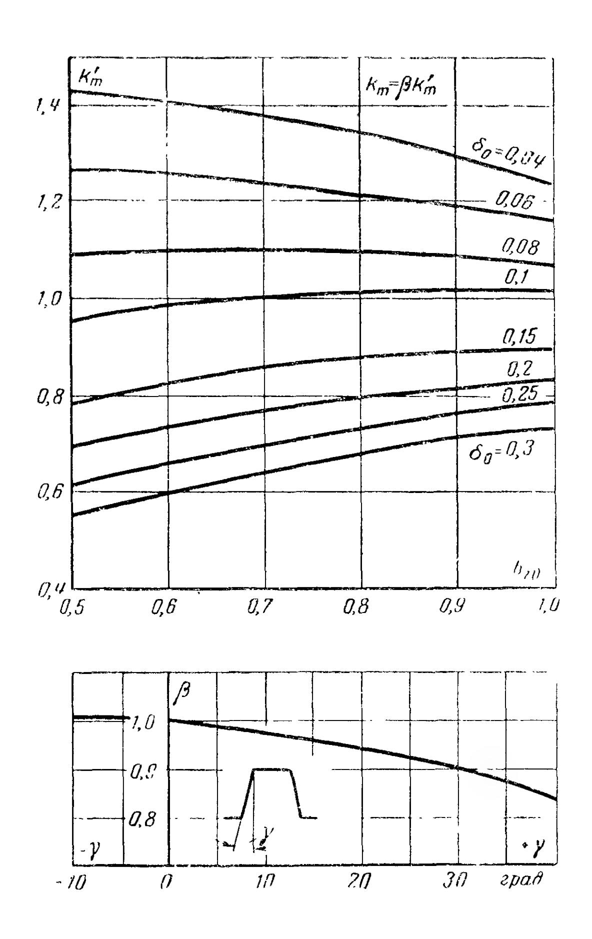
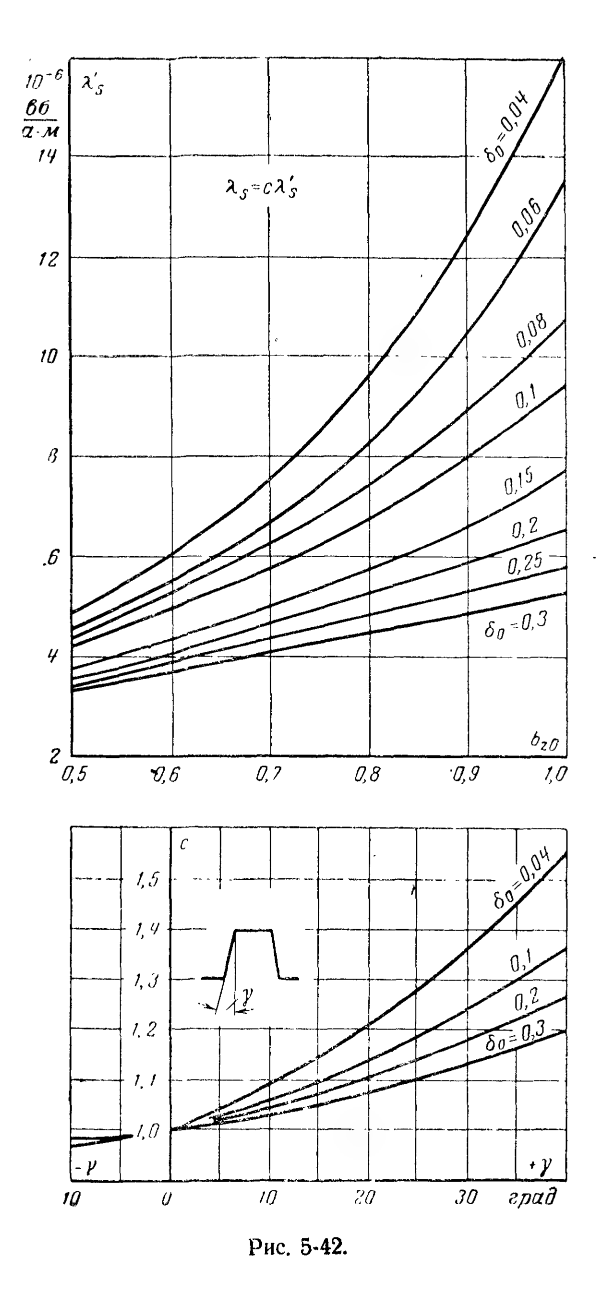
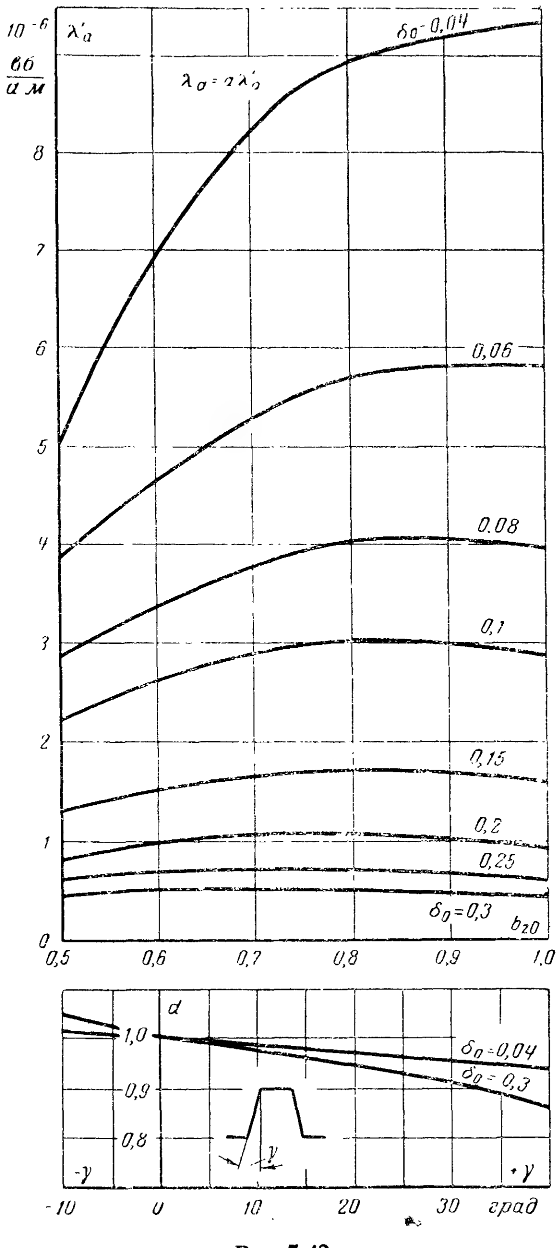


Рис. 5-41.



10^{-6}
$\frac{вб}{а \cdot м}$
λ'_s
$\lambda_s = c\lambda'_s$
$\delta_0=0,04$
0,06
0,08
0,1
0,15
0,2
0,25
$\delta_0=0,3$
b_{z0}
14
12
10
8
6
4
2
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
c
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
γ
$\delta_0=0,04$
0,1
0,2
$\delta_0=0,3$
$-\gamma$
$+\gamma$
10
0
10
20
30
град

Рис. 5-42.



10^{-6}
λ'_a
$\frac{вб}{а\ м}$
$\lambda_a = a\lambda'_a$
$\delta_0 = 0,04$
0,06
0,08
0,1
0,15
0,2
0,25
$\delta_0 = 0,3$
b_{z0}
8
7
6
5
4
3
2
1
0
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
a
1,0
0,9
0,8
$\delta_0 = 0,04$
$\delta_0 = 0,3$
$-\gamma$
$+\gamma$
γ
-10
0
10
20
30
град

Рис. 5-43.

5-9. ВЛИЯНИЕ НАСЫЩЕНИЯ ЗУБЦОВ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТОКА В ЗАЗОРЕ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПУЛЬСИРУЮЩИМ ПОТОКОМ

Характеристики холостого хода и короткого замыкания индукторных генераторов при некотором токе возбуждения (неодинаковом для обеих характеристик) достигают максимума, и при дальнейшем увеличении тока возбуждения э. д. с. холостого хода и ток короткого замыкания уменьшаются. Наличие этого максимума является характерной особенностью индукторных машин и не присуще другим типам электромашинных генераторов. Эта особенность объясняется уменьшением при определенном насыщении зубцов переменной составляющей потока, наводящей э. д. с. в обмотке якоря, несмотря на рост величины общего магнитного потока двойного полюсного деления.

Вследствие этого индукторные генераторы, помимо теплового предела, имеют также электромагнитный предел, величина которого часто существенно ограничивает перегрузочные способности генератора. Это необходимо учитывать при проектировании индукторных машин.

Влияние насыщения спинок статора и ротора здесь рассматривать не будем. Это может быть выполнено так же, как и для машин с постоянным потоком. Отметим, что для индукторных машин наземного оборудования, для которых вопрос массы не стоит так остро, как для машин летательных аппаратов, выбирается такое соотношение размеров, при котором в условиях насыщения зубцов спинка остается ненасыщенной. При таких условиях влиянием конечной величины проводимости спинки на магнитное поле в зазоре можно пренебречь.

Принимая во внимание, что коэффициенты магнитного поля по продольной и поперечной осям незначительно отличаются один от другого (при практически применяемых конфигурациях зубцов), можно считать, что условия насыщения зубцов не зависят от отклонения оси результирующего магнитного поля от оси зубца.

Пренебрежем также влиянием пазового и лобового потоков рассеяния на условия насыщения зубцов. Это допустимо, так как потоки пазового и лобового рассеяния в индукторных генераторах достаточно малы. Неточность, получаемая при этих допущениях, должна быть невелика и будет уменьшаться с увеличением зазора.

На основании принятых допущений можно предложить простой и вместе с тем достаточно точный учет насыщения как при холостом ходе, так и при нагрузке введением поправочных коэффициентов, зависящих от магнитной проводимости зубцов.

При переменной магнитной проницаемости зубцов коэффициенты магнитного поля k_1 и k_m, а также проводимости λ_s и λ_a представляют зависимости вида

$$k\,(\text{или } \lambda) = f\,(k_{\mu z},\ \delta_0,\ b_{z0}) \tag{5-24}$$

при $h_{z0} = \text{const}$ и $\gamma = \text{const}$,

где

$$k_{\mu z} = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta}. \tag{5-25}$$

Здесь F_δ, F_{z1}, F_{z2} — магнитные напряжения соответственно зазора, зубцов статора и ротора.

Представим насыщенные значения искомых величин в виде

$$k_{1\text{нас}} = k_{\mu 1}\, k_1; \tag{5-26}$$

$$k_{m\text{нас}} = k_{\mu m} k_m; \tag{5-27}$$

$$\lambda_{s\text{нас}} = k_{\mu s}\, \lambda_s; \tag{5-28}$$

$$\lambda_{a\text{нас}} = k_{\mu a}\, \lambda_a, \tag{5-29}$$

где зависимости

$$k_{\mu 1}\ (\text{или } k_{\mu m},\ k_{\mu s},\ k_{\mu a}) = f\,(k_{\mu z},\ \delta_0,\ b_{z0}) \tag{5-30}$$

являются в общем случае поверхностями.

Определение коэффициентов $k_{\mu 1}$, $k_{\mu m}$, $k_{\mu s}$ и $k_{\mu a}$, а следовательно, влияния насыщения зубцов на кривую изменения потока в зазоре, сводится к определению этих кривых при фиксированных $k_{\mu z}$, δ_0 и b_{z0}.

Решение поставленной задачи проводилось на статическом электромагнитном макете. Методы измерения индукции, полных потоков и поддержания магнитного напряжения при перемещении одного зубца относительно другого полностью соответствуют методам, описанным выше. Следовательно, и оценка погрешности метода остается в силе.

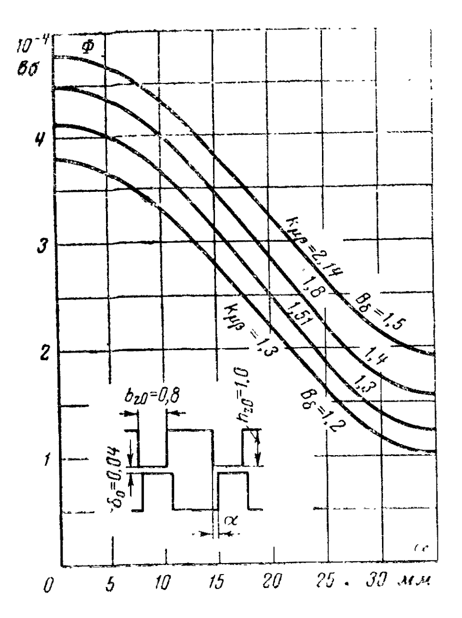


Рис. 5-44.

Рис. 5-45.

Рис. 5-46.

Кривые изменения потока в зазоре определялись для $h_{z0}=1$; b_{z0} от 0,5 до 1,0 и δ_0 от 0,04 до 0,3 при различных индукциях в воздушном зазоре от 0,8 до 1,6 *тл*, что соответствует изменению $k_{\mu z}$ от 1 до 2—2,5.

На рис. 5-44 и 5-45 представлена часть снятых на макете кривых изменения потока двойного полюсного деления от сдвига противоположных зубцов при различных индукциях в зазоре.

На рис. 5-46 показано распределение индукции в зазоре при насыщенной зубцовой зоне для случая $b_{z0}=1,0$; $h_{z0}=1,0$ и $\delta_0=0,2$ при трех взаимных положениях противоположных зубцов. Характерной особенностью распределения индукции в зазоре при насыщении является то, что максимального значения индукция достигает не в положении $\alpha=0$, как это имеет место при ненасыщенных зубцах, а в промежуточном положении.

Это объясняется следующим: при повороте ротора от положения $\alpha=0$ зубцовый поток уменьшается и вместе с этим уменьшается н. с., приходящаяся на зубцы $(F_{z1}+F_{z2})$.

При $F_{z1}+F_{z2}+F_\delta=\text{const}$ это приводит к перераспределению н. с., т. е. к увеличению F_δ — н. с., приходящейся на зазор, что является причиной повышения индукции в зазоре при $\alpha\neq0$.

Поправочные коэффициенты $k_{\mu 1}$, $k_{\mu m}$, $k_{\mu s}$ и $k_{\mu a}$ являются функциями трех переменных. Для получения удобных для практики зависимостей проанализировано влияние относительной ширины зубца и относительной величины зазора на указанные коэффициенты с целью исключения одного из переменных.

Согласно (5-26)—(5-29)

$$k_{\mu 1}=\frac{k_{1\text{нас}}}{k_1};\quad k_{\mu m}=\frac{k_{m\text{нас}}}{k_m};\quad k_{\mu s}=\frac{\lambda_{s\text{нас}}}{\lambda_s};\quad k_{\mu a}=\frac{\lambda_{a\text{нас}}}{\lambda_a}.$$

Значения коэффициентов k_1 и k_m для ненасыщенного состояния, а также λ_s и λ_a определены в § 5-8. Значения этих же величин для насыщенной зубцовой зоны могут быть определены аналогичным образом разложением в ряд Фурье кривых изменения потока в зазоре $\Phi=f(\alpha)$ при различных $k_{\mu z}$ для фиксированных b_{z0} и δ_0, снятых на макете. Часть из них представлена на рис. 5-44 и 5-45.

Анализ зависимостей поправочных коэффициентов от относительной ширины зубца и относительной величины зазора показывает, что изменение относительной ширины зубца в пределах 0,6—0,8 (что является практически применяемым пределом) мало влияет на коэффициент $k_{\mu 1}$ а зависимость от зазора выражена весьма резко.

Коэффициент $k_{\mu m}$ не зависит от величины зазора, а зависимость от ширины зубца выражена слабо. Изменение b_{z0} в пределах 0,6 — 1,0 мало влияет на коэффициенты $k_{\mu s}$ и $k_{\mu a}$, а влияние зазора выражено сильнее.

Следовательно, в практически выполнимом интервале $b_{z0}=0{,}6\div0{,}8$ все поправочные коэффициенты могут быть представлены в функции только двух переменных, а именно:

$$k_{\mu 1};\ k_{\mu s};\ k_{\mu a}=f(k_{\mu z},\ \delta_0);\quad k_{\mu m}=f(k_{\mu z},\ b_{z0}).$$

Семейство этих кривых представлено на рис. 5-47 — 5-50.

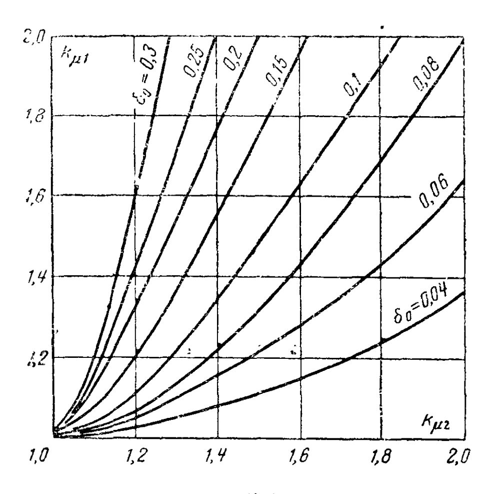


Рис. 5-47.

Определение коэффициента насыщения зубцовой зоны $k_{\mu z}$ требует достаточно точного знания магнитного напряжения зубцов статора и ротора F_{z1} и F_{z2}. В связи с этим необходимо рассмотреть и количественно оценить влияние вытеснения потока в листовой стали. Это явление

в машинах промышленной частоты и при повышенной частоте до 800—1 000 *гц* при соответствующем выборе толщины и марки стали можно не учитывать.

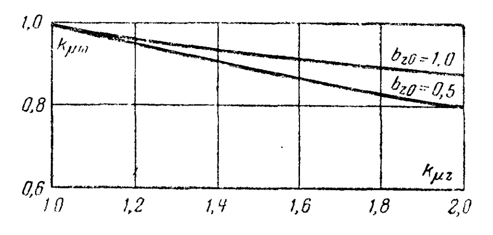


Рис. 5-48.

Закон распределения потока по толщине листа при его перемагничивании выражается гиперболическими функциями. Решение такой задачи хорошо известно и приводится в курсе основ электротехники в предположении постоянства магнитной проницаемости стали.

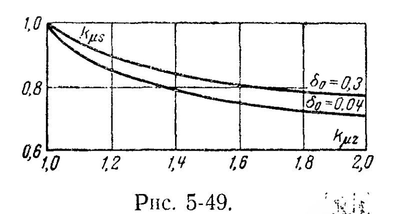


Рис. 5-49.

Для учета влияния изменения проницаемости стали и насыщения на вы-

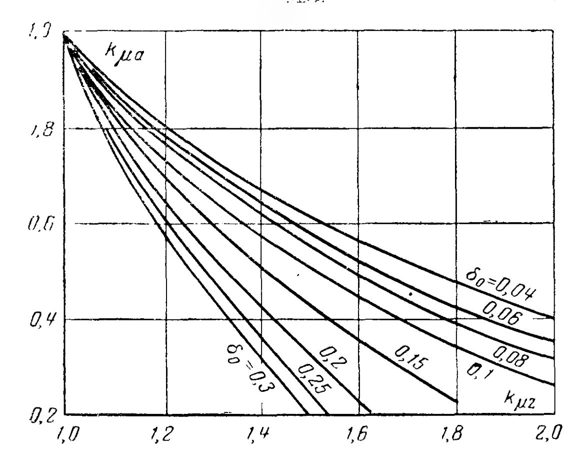


Рис. 5-50.

теснение потока были сняты кривые одновременного намагничивания постоянным и переменным полями. Кривые снимались для листовой стали толщиной 0,1; 0,2 и 0,35 *мм* марки Э44 при частотах 1 200, 2 400, 4 800, 8 000 и 9 600 *гц*, при индукциях постоянного

намагничивания 0,3; 0,5; 0,8 и 1,1 *тл* и амплитуде переменной составляющей до 0,4 *тл*. По этим кривым определялась магнитная проницаемость и затем рассчитывался коэффициент вытеснения потока $k_в$ (отношение максимальной индукции к средней по толщине листа).

В качестве примера на рис. 5-51 приведены кривые для определения $k_в$ для стали толщиной 0,2 *мм* марки Э44 при частоте перемагничивания 9 600 *гц* и при различных значениях индукции постоянного намагничивания. Как следует из этих кривых, влиянием вытеснения потока во избежание усложнения методики расчета можно пренебречь.

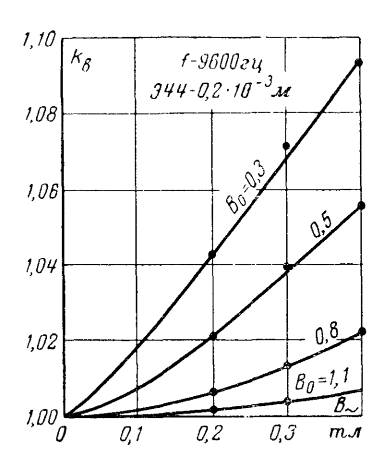


Рис. 5-51.

5-10. УЧЕТ НАСЫЩЕНИЯ ЗУБЦОВ В ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ С ПОСТОЯННЫМ ПОТОКОМ

Допущение о независимости условий насыщения зубцов при отклонении оси результирующего потока от оси зубца позволило в индукторных генераторах с пульсирующим потоком дать простой и вместе с тем достаточно точный метод учета насыщения. В индукторных генераторах с постоянным потоком пренебрежение влиянием изменения оси результирующего поля на условия насыщения недопустимо. В связи с этим точный учет влияния насыщения зубцов на коэффициенты магнитного поля усложняется. Приближенно изменение коэффициентов магнитного поля от насыщения зубцов можно учесть условным увеличением эффективного зазора:

$$\delta_{экв} = \delta k_\delta \left(1 + \frac{F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta}\right). \qquad (5\text{-}31)$$

Порядок расчета в этом случае может быть следующим. Задаемся максимальной индукцией в воздушном зазоре, определяем соответствующие индукции и маг-

нитные напряжения зазора и зубцов статора и ротора, после чего находим эквивалентный воздушный зазор по (5-31). По эквивалентному воздушному зазору определяются коэффициенты магнитного поля k_1 и k_m (рис. 5-19 и 5-20).

Учет насыщения по такой приближенной методике не полностью отражает действительную картину и дает более высокий максимум э. д. с. Объясняется это, вероятно, следующим. При насыщении зубцов статора происходит перераспределение потока в зоне, где расположена обмотка переменного тока: часть потока, войдя в насыщенную зубцовую зону статора, проходит поперек пазов. Из-за этого несколько уменьшается насыщение зубцов статора и одновременно уменьшается переменная составляющая потокосцепления обмотки якоря, а следовательно, и наведенная э. д. с. Это явление дополнительно снижает электромагнитный предел генератора, что не учитывается предложенным приближенным методом расчета.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

6-1. ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Расчет генераторов индукторного типа, как и вообще расчет любой электрической машины, представляет собой задачу с большим числом неизвестных. Технические требования, которым должна удовлетворять проектируемая машина, а также прочие условия, с которыми должен считаться расчетчик, обычно недостаточны для определения единственного варианта. Поэтому процесс расчета новой электрической машины обычно распадается на два этапа: 1) выбор типа генератора и размеров активной части и 2) поверочный расчет.

При выборе типа генератора и размеров активной части расчетчик использует прежде всего свой опыт в данной области. Дать полную рекомендацию по выбору всех размеров активной части не представляется возможным. Это и нецелесообразно, так как при проектировании каждой конкретной машины почти всегда возни-

кает ряд специфических требований, как, например, использование существующей технологической оснастки от других машин, унификация некоторых деталей и т. д., которые должны быть учтены. Можно дать только некоторые общие рекомендации по выбору основных размеров, определяющих объем активных материалов индукторной машины в зависимости от основных электромагнитных нагрузок, а также рекомендации по выбору электромагнитных нагрузок на основании опыта проектирования индукторных машин на повышенную частоту до 10 000 *гц*.

При использовании приведенных ниже рекомендаций следует учитывать два обстоятельства. С одной стороны, небольшие отклонения от рекомендуемых величин электромагнитных нагрузок и объема активных материалов, как правило, мало сказываются на основных характеристиках проектируемой машины. Это дает возможность обеспечить унификацию отдельных генераторов по геометрии активной части. С другой стороны, выбор электромагнитных нагрузок и объема активных материалов в соответствии с рекомендациями не гарантирует полностью того, что машина будет иметь необходимые основные характеристики. Выбор геометрии активной части машины в значительной степени зависит от искусства расчетчика, его умения правильно выбрать прежде всего нагрузки на каждом участке магнитной цепи, особенно при наличии каких-либо специальных режимов работы. Неправильный выбор геометрии активной части может привести к тому, что машина не обеспечит необходимых основных характеристик и даже не обеспечит необходимой мощности, несмотря на достаточный объем активной части.

На втором этапе — при поверочном расчете машины — предполагается, что известны все размеры, обмоточные данные и материалы активной части. Для поверочного расчета может быть разработана методика, позволяющая с необходимой точностью предопределить все необходимые характеристики. Если получающаяся в результате поверочного расчета та или иная характеристика не соответствует требованиям технического задания, необходимо изменить размеры активной части или обмоточные данные. После поверочного расчета обычно нетрудно установить характер необходимых изменений.

Дать критерий, однозначно определяющий для всех случаев преимущество того или другого типа генератора, не представляется возможным. Каждый тип генератора — индукторный или обычный синхронный — имеет присущие ему одному особенности, которые иногда могут быть решающими. Так, например, индукторный генератор проще в производстве и значительно надежнее в эксплуатации вследствие отсутствия обмоток на вращающейся части; индукторный генератор может иметь более высокий к. п. д. вследствие меньшей мощности возбуждения; в однофазном индукторном генераторе проще получить хорошую форму кривой напряжения.

Все обмотки индукторного генератора неподвижны. Вследствие отсутствия скользящего контакта индукторный генератор имеет ряд преимуществ по сравнению с обычной синхронной машиной, имеющей переменнополюсный индуктор с электромагнитным возбуждением. К основным преимуществам индукторных генераторов относятся: высокая эксплуатационная надежность по сравнению с синхронными генераторами, имеющими обмотку на вращающейся части; простое выполнение генератора с регулированием напряжения по сравнению с магнитоэлектрическим генератором и, наконец, возможность выполнения индукторных генераторов на высокие скорости вращения, ограничиваемые лишь прочностью простого по конструкции ротора.

Вместе с тем индукторный генератор обладает и существенным недостатком: низким использованием магнитного потока вследствие наличия постоянной составляющей индукции в зазоре, которая не наводит э. д. с. и является неизбежным «балластом» для магнитной цепи, из-за чего приходится увеличивать размеры активной части. По этой причине при малом числе полюсов и достаточно большом полюсном делении обычный синхронный генератор имеет меньшие размеры активной части, чем индукторный. С ростом числа полюсов и соответствующим уменьшением полюсного деления ухудшается использование обычного переменно-полюсного синхронного генератора из-за резкого увеличения потоков рассеяния между полюсами возбуждения. В этом случае индукторный генератор по размерам активной

части может стать выгоднее обычного синхронного генератора.

Следует также иметь в виду, что индукторный генератор из-за относительно большей величины реактивности якоря, чем у обычного синхронного, имеет более мягкую внешнюю характеристику, что в некоторых случаях приводит к необходимости емкостной компенсации. Относительно больше у индукторных генераторов и переходная реактивность, что вызывает большую величину всплеска напряжения в момент скачкообразного изменения нагрузки; это изменение напряжения не может быть уменьшено никакой быстродействующей системой регулирования, так как определяется только параметрами переходного режима генератора.

При сравнении индукторных и обычных синхронных генераторов следует учитывать и конструктивные вопросы, например, наличие в обычных синхронных машинах контактных колец на вращающейся части, к которым должен быть обеспечен удобный доступ в эксплуатации, что может привести к большим габаритным размерам.

Индукторный генератор может быть выполнен при числе полюсов не менее четырех. Однако не число полюсов является определяющим при выборе типа генератора. Основным критерием для выбора типа генератора является величина полюсного деления.

На основании опыта проектирования индукторных машин установлено, что однофазный индукторный генератор имеет меньшие размеры активной части, чем обычный синхронный генератор с катушкой возбуждения на каждом полюсе при величине полюсного деления $\tau < 35 \div 45$ *мм,* и меньшие размеры активной части по сравнению с генератором, имеющим когтеобразный индуктор, при $\tau < 20 \div 30$ *мм.* Индукторный генератор с постоянным потоком целесообразно применять при $45 \div 35 > \tau > 4 \div 8$ *мм.* При полюсном делении меньше 4—8 *мм* имеет преимущество индукторный генератор с пульсирующим потоком. В случае многофазных генераторов граница применения индукторных машин смещается в сторону меньших полюсных делений ($\tau < 25 \div 35$ *мм* при сопоставлении с генераторами, имеющими катушку возбуждения на каждом полюсе, и $\tau < 15 \div 25$ *мм* при сопоставлении с генераторами, имеющими когтеобразный ротор). Граница применения индукторных машин с пульсирующим потоком в случае многофазных генераторов

смещается в сторону больших полюсных делений ($\tau >$ $> 8 \div 12$ *мм*). Для наглядности области применения различных типов генераторов изображены на рис. 6-1.

Указанные границы применения генераторов не являются настолько четкими, чтобы однозначно решить вопрос выбора типа генератора. Иногда решающими могут быть такие соображения, как обеспечение высокой экс-

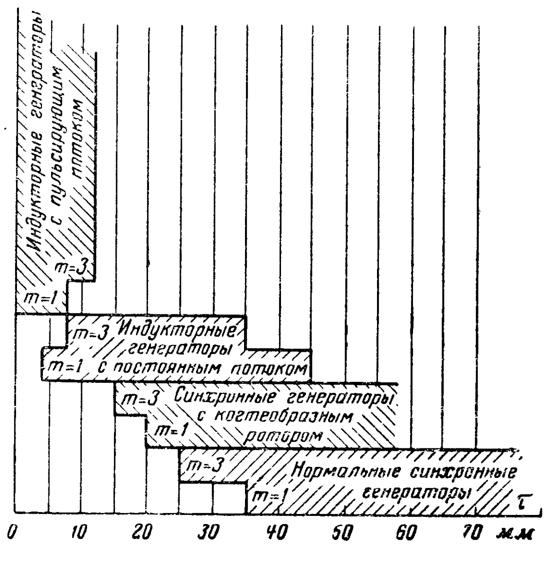


Рис. 6-1.

плуатационной надежности, особые требования к характеристикам, конструктивно-технологические особенности и т. п., вследствие чего приходится отходить от указанных рекомендаций.

Установив целесообразность выбора индукторного генератора, необходимо определить тип его: одноименно- или разноименнополюсный. Разноименнополюсный генератор проще и дешевле в производстве, так как он имеет один пакет якоря и индуктора. Кроме того, он обладает некоторыми преимуществами по сравнению с одноименнополюсным генератором благодаря отсутствию осевого магнитного потока.

Наличие осевого потока в одноименнополюсном генераторе может привести к следующим недостаткам. Однокорпусное исполнение с приводным двигателем или

вообще магнитная несимметрия относительно катушки возбуждения двухпакетного одноименнополюсного генератора приводят к разным потокам в пакетах генератора. Вследствие этого создаются разные напряжения на обмотках якоря, расположенных на разных пакетах, что при насыщенной магнитной цепи генератора приведет к уменьшению суммарного напряжения обеих обмоток при их последовательном соединении и к уравнительным токам, дополнительно нагружающим генератор, при параллельном соединении. Выполнение одноименнополюсного генератора с одним пакетом (рис. 2-3) исключает этот недостаток, однако требует изготовления одного подшипникового щита из материала с хорошей магнитной проницаемостью.

При однокорпусном исполнении одноименнополюсного генератора с приводным двигателем осевой магнитный поток приводит к изменению характеристик двигателя при нелинейной характеристике магнитной цепи последнего. Степень изменения характеристик двигателя зависит от режима работы генератора. В случае асинхронного приводного двигателя появляется шум, уровень которого периодически изменяется с частотой скольжения. Обеспечить достаточно хорошую магнитную изоляцию между двигателем и генератором за счет каких-либо конструктивных решений (немагнитный вал, составной корпус с немагнитным участком между двигателем и генератором и т. п.) и таким образом заметно снизить уровень шума практически не удается.

Наличие осевого магнитного потока в одноименнополюсных генераторах может привести к ускоренному износу шариковых подшипников, так как шарики вращаются в магнитном поле. С этой точки зрения конструкция однопакетного одноименнополюсного генератора (рис. 2-3) обладает существенным недостатком, и в случае ее выполнения желательно применять шарикоподшипники из немагнитного материала, а между подшипником и подшипниковым щитом — магнитопроводом предусмотреть втулку из немагнитного материала.

Разноименнополюсный генератор имеет свои недостатки. Если в генераторе два полюса возбуждения и нечетное число зубцов индуктора, то при работе генератора будет возникать повышенный шум основной частоты. Под воздействием периодически изменяющейся с основной частотой неуравновешенной силы магнитного

притяжения будет возникать вибрация вала генератора. При числе полюсов возбуждения больше двух и нечетном числе зубцов на пару полюсов возбуждения неуравновешенные силы магнитного притяжения отсутствуют.

Радиальная магнитная несимметрия может быть причиной появления подшипниковых токов, замыкающихся по контуру: вал, подшипники, подшипниковые щиты, корпус. Эти токи вызываются э. д. с., наводящейся в указанном контуре изменяющейся несимметрией магнитного потока при вращении ротора. При соответствующем выборе числа зубцов индуктора, числа полюсов и полюсной дуги возбуждения магнитная несимметрия, а следовательно, и подшипниковые токи могут быть сведены к минимуму, обеспечивающему удовлетворительную работу шарикоподшипников. В данном случае применение немагнитных шарикоподшипников не имеет смысла, так как подшипниковые токи зависят не от магнитной проницаемости материала подшипников, а от его электропроводности. При подшипниках скольжения в случае достаточно качественных поверхностей трения подшипниковые токи за счет изоляционных характеристик масляной пленки практически отсутствуют.

В разноименнополюсном многофазном генераторе может иметь место несимметрия по фазам. Эта несимметрия вызвана различной реактивностью фаз вследствие наличия на якоре больших пазов, в которых расположена обмотка возбуждения. Величина несимметрии тем больше, чем меньше полюсов генератора приходится на один полюс возбуждения, и при больших линейных нагрузках может доходить до 3—5% номинального напряжения.

Избежать несимметрии по фазам можно при выполнении одной из следующих рекомендаций: 1) сделать число пазов кратным числу фаз, а число зубцов ротора таким, чтобы отношение p/p_m после сокращения общих множителей имело бы в знаменателе множитель, равный числу фаз; 2) сделать число пазов возбуждения кратным числу фаз, а ширину этих пазов различной, так чтобы в большие пазы поочередно попадали разные фазы обмотки.

Очевидно, вторая рекомендация менее приемлема, так как приводит к усложнению штампа листа статора.

Между одноименно- и разноименнополюсными генераторами есть различие и в параметрах переходного

процесса, что обусловлено наличием массивных участков в магнитной цепи одноименнополюсного генератора, у которого при прочих равных условиях переходная реактивность несколько меньше.

6-3. МАШИННАЯ ПОСТОЯННАЯ

Следующим этапом проектирования после выбора типа индукторного генератора (с постоянным или пульсирующим потоком, одноименно- или разноименнополюсного) является определение главных размеров машины или объема активной части. Если проектант имеет опыт разработки индукторных машин, то наиболее просто предварительный выбор выполнить пересчетом объема активной части на требуемые данные разрабатываемой машины. Если такого опыта нет, объем активной части предварительно рассчитывается на основании формулы машинной постоянной в зависимости от электромагнитных нагрузок генератора и некоторых параметров его зубцовой зоны.

С помощью машинной постоянной может быть определен объем активной части проектируемого генератора пересчетом объема близкой по мощности существующей машины.

Приведем вывод уравнения машинной постоянной для индукторных генераторов с постоянным и пульсирующим потоком.

Мощность однофазного генератора

$$P = UI = k_E EI, \ \textit{ва}, \qquad (6\text{-}1)$$

где k_E — коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения генератора.

Коэффициент k_E зависит от характера нагрузки и индуктивного сопротивления рассеяния генератора.

В первом приближении можно принять

$$k_E = 0{,}7 \div 0{,}9.$$

Электродвижущая сила генератора с постоянным потоком

$$E = \frac{\sqrt{2}\pi}{k_1} f w k_0 \Phi_{2\tau}. \qquad (6\text{-}2)$$

Для генератора с пульсирующим потоком

$$E = \frac{\sqrt{2}\pi}{k_1} f w y k_0 \Phi_{2\tau}, \qquad (6\text{-}3)$$

где f — частота; w — число последовательных витков якоря; y — число зубцов, охваченных одной катушкой; k_0 — обмоточный коэффициент.

Поток двойного полюсного деления

$$\Phi_{2\tau} = \frac{1}{k_m} B_\delta b_{z0} \tau l_i, \qquad (6\text{-}4)$$

где B_δ — максимальная индукция в зазоре; l_i — расчетная длина машины.

Далее для генераторов с постоянным потоком ток якоря выразим через линейную нагрузку

$$A = \frac{2Iw}{\pi D_i \alpha_i}, \qquad (6\text{-}5)$$

где D_i — внутренний диаметр якоря; α_i — коэффициент использования расточки статора, равный отношению дуги расточки статора, занятой зубцами, к полюсному делению по возбуждению τ_m,

$$\tau_m = \frac{\pi D_i}{2p_m}.$$

В отличие от индукторных машин с постоянным потоком в индукторных машинах с пульсирующим потоком наряду с линейной нагрузкой по (6-5), характеризующей тепловые процессы, необходимо ввести второе понятие линейной нагрузки

$$A_э = \frac{2Iwy}{\pi D_i \alpha_i}, \qquad (6\text{-}6)$$

характеризующей электромагнитные процессы. Это объясняется тем, что в индукторных генераторах с пульсирующим потоком наведенная в катушке э. д. с. пропорциональна эквивалентному числу витков wy, и, следовательно, катушку с числом витков w и охватывающую y зубцов можно заменить электрически эквивалентной обмоткой, расположенной на отдельных зубцах статора и состоящей из y последовательно соединенных катушек, каждая с числом витков w. Такая замена уже делалась при введении понятия продольной и поперечной осей в генераторе с пульсирующим током (§ 4-4).

Используя выражения

$$f = \frac{Z_2 n}{60} \quad \text{и} \quad \tau = \frac{\pi D_i}{2Z_2}$$

для индукторных генераторов с постоянным потоком окончательно получим:

$$\frac{D_i^2 l_i n}{p} = k_E k_0 \alpha_i \frac{k_1 k_m}{b_{z0}} \frac{55}{AB_\delta}; \quad (6\text{-}7)$$

для индукторных генераторов с пульсирующим потоком будем иметь:

$$\frac{D_i^2 l_i n}{p} = k_E \alpha_i \frac{k_1 k_m}{b_{z0}} \frac{55}{AB_\delta}. \quad (6\text{-}8)$$

Из (6-7) и (6-8) вытекает, что объем машины на единицу мощности (при n=const) прямо пропорционален коэффициентам магнитного поля k_1, k_m и обратно пропорционален относительной ширине зубца b_{z0} и электромагнитным нагрузкам A и B_δ.

Для уменьшения машинной постоянной, т. е. для лучшего использования объема активной части, помимо увеличения электромагнитных нагрузок следует по возможности уменьшать отношение $k_1 k_m / b_{z0}$, которое зависит от конфигурации зубцовой зоны и величины воздушного зазора.

6-4. ВЫБОР ЗУБЦОВОЙ ЗОНЫ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК

Существует большое разнообразие конфигураций зубцовой зоны индукторных генераторов, значительно большее, чем для обычных синхронных генераторов. Поэтому рассмотреть все возможные случаи и дать соответствующие однозначные рекомендации не представляется возможным. Ниже приведены рекомендации для выбора конфигурации зубцовой зоны и ее основных размеров для наиболее типичных случаев. Вместе с тем эти рекомендации могут быть полезны и тогда, когда в силу специфических требований проектант выбирает зубцовую зону, не описанную в литературе.

Для индукторных генераторов с постоянным потоком наиболее рациональной конфигурацией зубцовой зоны статора является такая, при которой статор имеет полузакрытые пазы и электрический угол между соседними пазами $\beta \leqslant \pi$. Только в случае невозможности выполнить генератор с $\beta \leqslant \pi$ следует применять конфигурацию зубцовой зоны статора с $\beta > \pi$. В последнем слу-

час имеет преимущества конфигурация зубцовой зоны с разными зубцами, предложенная В. П. Вологдиным, по типу изображенной на рис. 2-8, при которой относительно меньше реактивность якоря. При выборе конфигурации статора с $\beta > \pi$ следует иметь в виду, что при этом резко возрастает реактивность якоря, а это в свою очередь приводит к необходимости снижать линейную нагрузку и почти всегда включать компенсирующую емкость.

В трехфазных машинах при достаточно малом полюсном делении угол между осями соседних пазов выполняют равным $\frac{2}{3}\pi$ *эл. рад*. В этом случае на двойном полюсном делении располагается одна катушка данной фазы, и поэтому четные гармоники кривой распределения потока, которые почти всегда имеют место, наводят четные гармоники э. д. с. и существенно ухудшают форму кривой выходного напряжения. Чтобы избежать этого, надо принять специальные меры, например в случае двухпакетного одноименнополюсного генератора один из пакетов индуктора (или якоря) сдвинуть относительно другого на полюсное деление и соответственно изменить схему соединения обмоток пакетов между собой.

В индукторных машинах с постоянным потоком в связи с малыми величинами полюсного деления раскрытие пазов якоря по сравнению с обычными синхронными машинами относительно велико. В некоторых случаях величина раскрытия достигает 20—25% полюсного деления. Влияние раскрытия паза якоря на проводимость зазора может быть учтено, так же как и в других типах машин, введением соответствующего коэффициента зазора. Определение коэффициентов магнитных полей должно производиться по эквивалентному зазору.

Большое раскрытие паза якоря приводит к ухудшению формы кривой напряжения за счет пульсаций полного потока во времени.

Величина раскрытия паза якоря влияет на реактивность рассеяния от высших гармоник, которая существенно уменьшается с увеличением раскрытия. Расчет реактивности рассеяния от высших гармоник н. с. должен производиться обязательно с учетом величины раскрытия паза.

При выборе величины раскрытия паза следует руководствоваться технологическими соображениями (вы-

поднимости штампа, укладки обмотки и т. п.). Вместе с тем необходимо учитывать влияние раскрытия паза на характеристики генератора с постоянным потоком. Чрезмерно увеличивать раскрытие паза не следует.

Из выражения (6-6) видно, что в индукторных генераторах с пульсирующим потоком при wy=const можно варьировать число витков w и число зубцов y, охваченных катушкой. Выбор y и w определит число и размеры больших пазов под обмотку якоря в штампе листа статора. Чем больше y, тем меньше катушек в обмотке якоря и тем лучше используется расточка якоря (меньше вырубленных пазов для размещения обмотки). Кроме того, уменьшаются активное сопротивление обмотки и индуктивное сопротивление пазового рассеяния. При этом остаются неизменными индуктивные сопротивления якоря x_{as} и x_a, в чем можно убедиться, анализируя выражения (4-80) и (4-81).

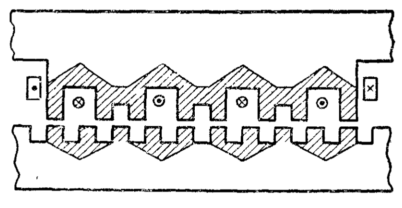


Рис. 6-2.

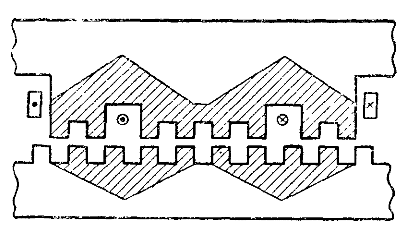


Рис. 6-3.

Следовательно, с точки зрения экономии меди и лучшего использования расточки якоря следует выбирать число зубцов y, охваченных катушкой, возможно большим. Очевидно, что максимальное число $y=Z_1/2$, где Z_1 — число зубцов статора.

Однако не всегда целесообразно принимать максимально возможное число y, так как с увеличением y возрастает объем стали, подвергающийся перемагничиванию полем основной частоты, следовательно, возрастает наиболее существенная составляющая потерь — потери в стали. Сказанное схематично пояснено на рис. 6-2 и 6-3, где заштрихованные участки примерно представляют области, в которых происходят колебания магнитной индукции.

Выбор числа зубцов, охваченных катушкой, связан также с числом пар полюсов возбуждения p_m, которое может быть определено в зависимости от диаметра статора аналогично машинам постоянного тока.

При выборе величины зазора следует руководствоваться следующими соображениями. При малом зазоре повышается использование зубцовой зоны (см. рис. 5-19 и 5-34), особенно у генераторов с пульсирующим потоком, а следовательно, и всего объема активной части. Однако малый зазор приводит к возрастанию относительной реактивности якоря, более крутой внешней характеристике, увеличению всплесков напряжения при переходных процессах, большей кратности изменения тока возбуждения при необходимости стабилизировать выходное напряжение, а также к ухудшению формы кривой распределения потока в зазоре, а значит, и формы кривой напряжения. У большинства выполненных индукторных машин зазор находится в пределах 10^{-3}—$5 \cdot 10^{-3}\ D_i$, где D_i — диаметр расточки, причем меньшие величины относятся к машинам с пульсирующим потоком и к большим диаметрам.

На характеристики индукторного генератора и использование объема его активной части существенно влияют конфигурация и размеры зубцов ротора, а для машин с пульсирующим потоком и размеры малых зубцов статора. На основании результатов исследования магнитных потоков в зазоре индукторных генераторов, выполненных на электроинтеграторе, на математической модели с использованием ЭВМ и на физических электромагнитных макетах построены зависимости $\frac{k_1 k_m}{b_{z0}} = f(b_{z0}, \delta_0)$ согласно выражениям (6-7) и (6-8) для машинной постоянной, позволяющие определить оптимальное значение b_{z0} для режима холостого хода. Эти зависимости (верхняя кривая для $\delta_0 = 0{,}1$ и ниже, соответственно 0,07; 0,04; 0,015) приведены на рис. 6-4 для машин с постоянным потоком и на рис. 6-5 для машин с пульсирующим потоком. Для нагрузочного режима оптимум ширины зубца несколько смещается в сторону меньших величин по сравнению с изображенным на рис. 6-4 и 6-5. Учитывая вышеизложенное, и на основании опыта проектирования можно рекомендовать ширину зубца (по расточке) выбирать в пределах 0,65—0,8 полюсного деления.

Увеличение высоты зубца ротора (и статора для машин с пульсирующим потоком), с одной стороны, увеличивает модуляцию потока, а следовательно, и использование объема активной части, а с другой стороны, это

способствует увеличению потерь в машинах с пульсирующим потоком и может привести к увеличению габаритов машины. Как показали исследования, высота зубца заметно сказывается на использовании объема активной части при $h_{z0}<0,6$. В связи с этим высоту зубцов следует выполнять в пределах $0,6<h_{z0}<1,0$.

Выбор оптимальной зубцовой зоны для получения максимальной электромагнитной мощности должен производиться с учетом насыщения зубцов. Так, узкий зубец с параллельными стенками при одной и той же максимальной индукции в воздушном зазоре будет более насыщен, чем широкий зубец. Это объясняется тем, что с уменьшением ширины зубца доля пазового потока возрастает, и при одной и той же максимальной индукции в воздушном зазоре индукция в основании узкого зубца выше, чем в основании широкого. Влияние пазового потока на насыщение зубца можно исключить, выполнив трапецеидальные зубцы. Как показали исследования полей в зазоре, выполнение угла в вершине зубца до 110° ($\gamma=20°$) мало сказывается на использовании магнитного потока (см. рис. 5-23 и 5-37). При дальнейшем увеличении этого угла существенно возрастает постоянная составляющая потока, уменьшается первая гармоника, и поэтому делать угол в вершине зубца более 110° не следует. Применяемое иногда в целях улучшения формы кривой напряжения округление под большим радиусом внешних углов зубца ротора, выполнение части поверхности зубца, обращенной к расточке так, чтобы иметь неравномерный воздушный зазор, или выполнение паза ротора специальной формы, например в виде

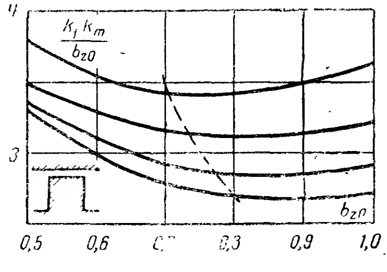


Рис. 6-4.

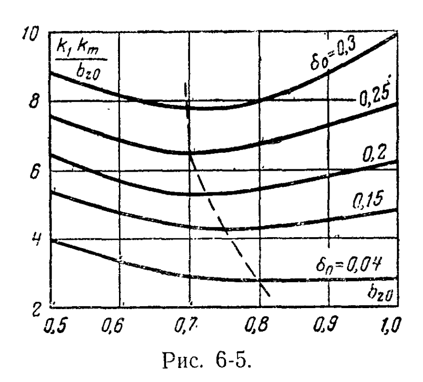


Рис. 6-5.

треугольника, следует считать нецелесообразным. Эти мероприятия технологически усложняют изготовление генератора и снижают использование активных частей. Улучшение формы кривой напряжения проще и эффективнее достигается выполнением скоса пазов ротора, который выполняется в индукторных генераторах до $^1/_2$, а иногда и $^2/_3$ полюсного деления.

После выбора конфигурации зубцовой зоны следует выбрать основные электромагнитные нагрузки в зазоре: индукцию B_δ и линейную нагрузку A, по которым затем определяют объем активных материалов. Величины электромагнитных нагрузок определят основные параметры машины, и поэтому выбор нагрузок должен производиться с учетом особых требований к характеристикам генератора, если они имеют место, а также с учетом допустимого превышения температуры при заданных условиях охлаждения.

Порядок оптимальных нагрузок для обычных переменнополюсных синхронных генераторов достаточно известен. Сопоставим для примера основные реактивности индукторных генераторов с постоянным потоком и обычных синхронных генераторов, выразив их через электромагнитные нагрузки. Реактивность продольной оси в относительных единицах

$$x^*_d = \frac{Ix_d}{U}. \tag{6-9}$$

Выражая I, x_d и U через электромагнитные нагрузки, получим для обычного синхронного генератора:

$$x^*_{d\text{с.г}} = 0{,}45k_{d\text{с.г}} \frac{A\tau k_0}{F_{\delta z}} \tag{6-10}$$

и для индукторного генератора с постоянным потоком

$$x^*_d = 0{,}45k_d k_x \frac{A\tau k_0}{F_{\delta z}}. \tag{6-11}$$

При равных величинах A, τ, k_0 и $F_{\delta z}$ получим отношение реактивности продольной оси генератора индукторного типа с постоянным потоком и обычного синхронного:

$$\varkappa_d = \frac{k_d k_x}{k_{d\text{с.г}}}. \tag{6-12}$$

Для используемой на практике области геометрии имеем $k_d=0{,}9\div1{,}4$; $k_{d\,с.г}=0{,}8\div0{,}9$, а величину k_x можно принять равной 0,85. Тогда имеем:

$$\varkappa_d=0{,}85\div1{,}5.$$

Меньшие значения $\varkappa_d$ имеют место при малых зазорах

$$\delta_0\approx0{,}015\div0{,}03.$$

Для реактивности поперечной оси получим:

$$\varkappa_q=\frac{k_d}{k_{dс.г}}\,\frac{k_q}{k_{qс.г}}. \qquad (6\text{-}13)$$

Величины k_q и $k_{q\,с.г}$ имеют значения:

$$k_q=0{,}77\div0{,}95 \quad \text{и} \quad k_{q\,с.г}=0{,}3\div0{,}55.$$

Следовательно, соотношение реактивностей поперечной оси для индукторного с постоянным потоком и обычного синхронного генераторов при равных электромагнитных нагрузках выразится так:

$$\varkappa_q=2{,}5\div3.$$

Меньшие значения $\varkappa_q$ относятся к меньшим δ_0. Реактивности переходного режима продольной оси для обычных синхронных машин можно принять:

$$x'_{ad}=(0{,}1\div0{,}3)\,x_{ad},$$

а для индукторных генераторов с постоянным потоком

$$x'_{ad}=(0{,}3\div0{,}7)\,x_{ad}.$$

Для реактивностей рассеяния в относительных единицах можно получить следующие выражения.

Для обычного синхронного генератора

$$x_s=\frac{\pi}{1{,}11}\,\frac{k_\Phi\Sigma\lambda}{mqk_0\alpha_i}\,\frac{A}{B_\delta} \qquad (6\text{-}14)$$

и для индукторного генератора с постоянным потоком

$$x_s=\frac{\pi}{1{,}11}\,\frac{k_1k_m\Sigma\lambda}{mqk_0b_{z0}}\,\frac{A}{B_\delta}. \qquad (6\text{-}15)$$

Для равных условий, считая $a_i = b_{zo}$, получим соотношение реактивностей рассеяния:

$$\varkappa_s = \frac{k_1 k_m}{k_\Phi}. \qquad (6\text{-}16)$$

Так как величины k_1 и k_m имеют значения $k_1 = 2{,}5 \div 3{,}9$; $k_m = 0{,}81 \div 0{,}62$ и $k_\Phi = 1 \div 1{,}07$, то получим:

$$\varkappa_s = 2 \div 2{,}3.$$

Таким образом, мы видим, что для индукторных генераторов с постоянным потоком при равных электромагнитных нагрузках реактивности получаются бо́льшими, чем для обычных синхронных генераторов. Для генераторов с пульсирующим потоком верхняя граница соотношений реактивностей еще больше. В связи с этим во избежание больших величин реактивностей в индукторных генераторах следует выбирать по возможности выше индукции в зазоре B_δ и меньше линейную нагрузку A. При частотах 400—500 *гц* величину B_δ следует выбирать такой, чтобы индукция в зубцах статора при холостом ходе генератора не превысила 1,3—1,4 *тл*. При более высоких частотах индукцию в зубцах следует снижать во избежание повышенных потерь. Линейную нагрузку A следует выбирать в пределах $(6 \div 12) \cdot 10^3$ *а/м*, причем меньшие значения A относятся к машинам меньшей мощности. Напомним, что под линейной нагрузкой для генераторов с пульсирующим потоком следует понимать $A_э$ по (6-6).

Расчеты ряда выполненных индукторных машин с пульсирующим потоком мощностью от 10 до 100 *ква* показывают, что напряжение холостого хода достигает максимума при расчетной индукции в зубцах около 1,6—1,8 *тл*, что соответствует индукции в зазоре $B_\delta = 1{,}0 \div 1{,}1$ *тл* для прямоугольных зубцов и 1,3—1,4 *тл* для трапецеидальных зубцов с углом наклона стенок около $\gamma = 15°$. Для обеспечения возможности кратковременной перегрузки генератора (25—30%) необходимо принимать

$$\frac{U_{\text{макс}}}{U_{\text{н}}} = 1{,}25 \div 1{,}3,$$

где $U_{\text{макс}}$ — максимальное напряжение холостого хода; $U_{\text{н}}$ — номинальное напряжение.

Исходя из этого, индукцию в зазоре при холостом ходе следует принимать: $B_\delta = 0{,}8 \div 0{,}9$ *тл* при трапецеидальных зубцах; $B_\delta = 0{,}6 \div 0{,}7$ *тл* при прямоугольных зубцах. При частотах выше 10 000 *гц* указанные значения индукции следует несколько снижать во избежание повышения потерь.

6-5. ПРЕДЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ МОЩНОСТЬ И ЕМКОСТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ

Одной из особенностей индукторных генераторов является наличие максимума у характеристик холостого хода и короткого замыкания, что приводит к ограничению электромагнитной мощности. Это обстоятельство требует от конструктора строгого согласования тепловых пределов приводного двигателя и генератора с электромагнитным пределом последнего.

Для оценки предельной электромагнитной мощности можно получить следующее выражение. На рис. 4-3 представлена векторная диаграмма э. д. с. и токов индукторной машины с пульсирующим потоком. Пренебрегая активным сопротивлением обмотки якоря, имеем:

$$E_0^2 = (U_{\text{н}} + Ix_{\text{с}} \sin\varphi)^2 + (Ix_{\text{с}} \cos\varphi)^2 =$$
$$= U_{\text{н}}^2 + 2U_{\text{н}}Ix_{\text{с}} \sin\varphi + I^2x_{\text{с}}^2, \qquad (6\text{-}17)$$

где синхронная реактивность $x_{\text{с}} = x_a + x_{as} + x_{\text{п}s}$, откуда

$$I = \frac{\sqrt{E_0^2 - U_{\text{н}}^2 \cos^2\varphi} - U_{\text{н}} \sin\varphi}{x_{\text{с}}}. \qquad (6\text{-}18)$$

Максимальная величина э. д. с. E_0 определяется максимумом характеристики холостого хода. Переходя к предельному режиму, выражение (6-18) для любого уровня напряжения U запишем в виде

$$I_m = \frac{\sqrt{E_m^2 - U^2 \cos^2\varphi} - U \sin\varphi}{x_{\text{с}}}, \qquad (6\text{-}19)$$

где E_m — предельное значение э. д. с., определенное из характеристики холостого хода; I_m — предельный ток генератора.

Предельная электромагнитная мощность

$$P_m = UI_m \cos\varphi. \qquad (6\text{-}20)$$

Используя выражение (6-19), получим:

$$P_m = \frac{U\cos\varphi}{x_c}\left(\sqrt{E_m^2 - U^2\cos^2\varphi} - U\sin\varphi\right). \qquad (6\text{-}21)$$

Так как в предельных режимах генератор насыщен, то синхронную реактивность x_c следует определить

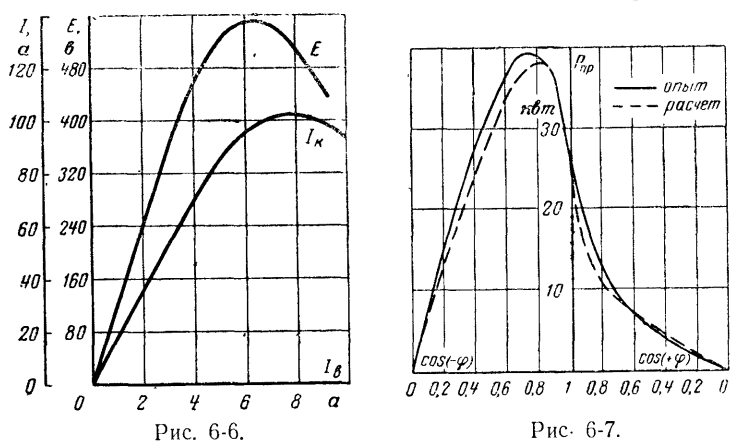


Рис. 6-6.

Рис. 6-7.

с учетом насыщения. Ее можно найти из характеристик холостого хода и короткого замыкания (рис. 6-6):

$$x_c = \frac{E_m}{I_к},$$

где $I_к$ — ток короткого замыкания при токе возбуждения, соответствующем максимальной э. д. с. холостого хода E_m.

Выражением (6-21) можно воспользоваться также для приближенной оценки предельной мощности индукторных генераторов с постоянным потоком, если допустить, что реактивные сопротивления по продольной и поперечной осям одинаковы.

На рис. 6-7 представлены расчетная (пунктирная линия) и экспериментальная (сплошная линия) зависимости предельной электромагнитной мощности при номинальном напряжении от коэффициента мощности для индукторного генератора с пульсирующим потоком типа ВПЧ-30-8000 (30 *квт*, 8 000 *гц*, 400 *в*). Из рассмотрения

рис. 6-7 следует, что выражение (6-21) позволяет с достаточной для практики точностью оценить предел активной мощности.

Повышение электромагнитного предела индукторного генератора можно осуществить оптимальным выбором коэффициента мощности нагрузки за счет параллельного включения конденсаторов и компенсацией внутренней реактивности генератора последовательным включением конденсаторов.

Последовательным подсоединением конденсатора к генератору можно получить не только повышение электромагнитного предела генератора, но также осуществить в определенных границах стабилизацию напряжения на нагрузке. Если подобрать емкость последовательно соединенного конденсатора так, чтобы реактивность конденсатора равнялась внутренней реактивности генератора, то падение напряжения в системе генератор — конденсатор будет определяться только малыми величинами активных сопротивлений генератора и конденсатора. Хорошую стабилизацию напряжения можно получать при отсутствии насыщения генератора, т. е. при стабильных параметрах генератора и при неизменном коэффициенте мощности нагрузки. В противном случае стабилизация ухудшается.

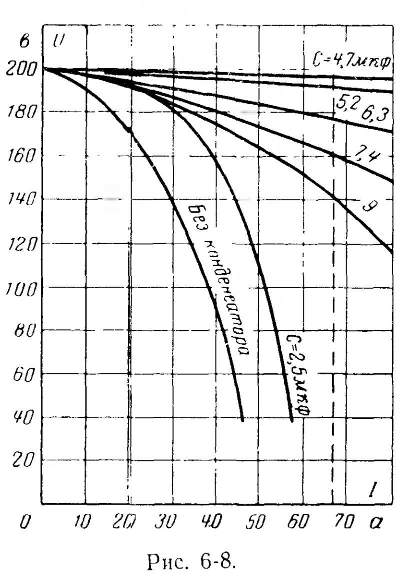


Рис. 6-8.

На рис. 6-8 представлено семейство внешних характеристик генератора ВПЧ-12-8000 (12 *квт*, 8 000 *гц*) при различных степенях последовательной емкостной компенсации. Наибольшая точность (2,5%) получена при $C=4{,}7$ *мкф*. При этом значительно увеличена выходная мощность генератора. Недостатком последовательной компенсации является появление перенапряжений на выводных зажимах генератора и конденсатора при корот-

ких замыканиях на нагрузке, что требует применения защиты в виде разрядников.

Для установок, где нагрузки имеют низкие коэффициенты мощности (большинство приемников токов высокой частоты), а точность стабилизации напряжения требуется небольшая (2—5%), представляется целесообразным параллельное включение конденсаторов для компенсации индуктивности нагрузки до значения коэффициента мощности, обеспечивающего максимальную выходную мощность. Стабилизацию напряжения и дополнительное увеличение электромагнитного предела рекомендуется производить последовательным включением конденсаторов.

Такая схема питания при повышенных и достаточно высоких частотах (1 000—20 000 *гц*), являясь чрезвычайно простой, позволяет получить большой выигрыш в массе и габаритах генератора, а также по схеме в целом, так как при указанных частотах конденсаторы получаются малогабаритными.

В тех случаях, когда по тем или иным причинам применение разрядников не представляется возможным, можно осуществить неполную компенсацию, оставив определенную величину реактивности для ограничения тока при коротком замыкании. Однако при этом необходимо учесть следующее обстоятельство: короткое замыкание за конденсатором приводит к увеличению напряжения, следовательно, к увеличению потока в машине. Если при этом машина сильно насыщается, то индуктивное сопротивление уменьшается и может наступить равенство реактивных сопротивлений генератора и последовательного конденсатора, что вызовет резонанс нанапряжения и опасные перенапряжения. В связи с этим неполная последовательная компенсация должна выбираться с учетом насыщения генератора. Более надежным способом повышения электромагнитного предела является перекомпенсация, так как с насыщением генератора при коротком замыкании разность между реактивными сопротивлениями генератора и конденсатора возрастает, автоматически ограничивая ток короткого замыкания.

В тех случаях, когда нагрузка имеет отстающий или опережающий коэффициент мощности, величину компенсирующей емкости необходимо согласовать с реактивными сопротивлениями как генератора, так и нагрузки для

предотвращения резонанса напряжения. Так, если генератор перекомпенсирован и нагрузка имеет отстающий коэффициент мощности, то сумма индуктивных сопротивлений генератора и нагрузки должна быть отлична от реактивного сопротивления последовательного конденсатора. Здесь также должен быть учтен предел изменения индуктивного сопротивления генератора с изменением насыщения при различных режимах работы. В противном случае может произойти резонанс напряжений с большим всплеском напряжения, так как обычно в высокочастотных установках активное сопротивление цепи мало.

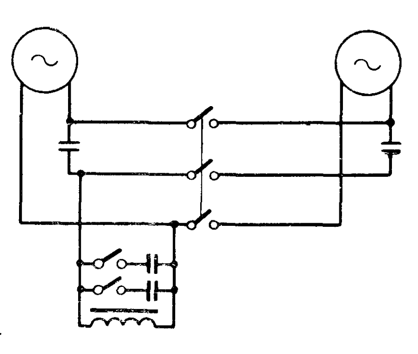


Рис. 6-9.

Если генератор компенсирован не полностью, подобные условия создаются при нагрузке, имеющей опережающий коэффициент мощности.

При последовательной емкостной компенсации важное значение приобретает вопрос параллельной работы.

Для агрегатов с асинхронным приводом с мало различающимися скольжениями и без последовательной емкостной компенсации включение на параллельную работу может быть выполнено как методом предварительной синхронизации, так и самосинхронизацией индукторных генераторов, аналогично тому, как и обычных синхронных машин. При включении на параллельную работу генераторов с последовательной емкостной компенсацией на выводных зажимах генераторов и конденсаторов появляются большие всплески напряжения, которые могут повредить изоляцию как генераторов, так и конденсаторов, а при наличии защиты отключить генераторы.

Чтобы избежать недопустимое повышение напряжения при включении на параллельную работу генераторов с полной емкостной компенсацией, целесообразно ввести уравнительное соединение, как показано на рис. 6-9. Применение такого уравнительного соединения исключает повышение напряжения и делает возможным включение генераторов на параллельную работу с полной последовательной емкостной компенсацией.

6-6. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМ ПОТОКОМ

Ниже приведено краткое изложение методики расчета характеристик холостого хода, короткого замыкания, нагрузочного режима, а также расчет к. п. д. на примере однофазного разноименнополюсного генератора с постоянным потоком. Формулы, применяемые в расчете обычных синхронных машин, как правило, не приводятся. Активная часть рассчитываемого генератора изображена на рис. 6-10 и 6-11.

Характеристика холостого хода

1. Задаемся значениями индукций в зазоре $B_{\delta 0}$: 0,4; 0,6; 0,8; 1,0; 1,2 *тл*.

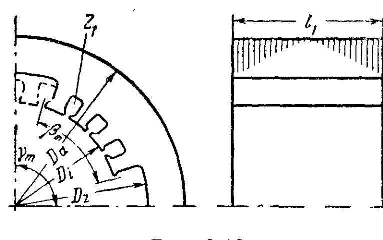


Рис. 6-10.

2. Магнитное напряжение зазора

$$F_{\delta 0} = \frac{B_{\delta 0}\ \delta k_\delta}{4\pi} 10^7,\ a, \tag{6-22}$$

где δ — воздушный зазор, *м*; k_δ — коэффициент воздушного зазора.

3. Индукция в зубцах статора:

при $Z_1 > 2Z_2$

$$B_{z10} = \frac{t_1}{b_{z1} k_{Fe}} B_{\delta 0}\ ,\ тл, \tag{6-23}$$

где Z_1 — число пазов статора, равномерно распределенных по расточке с шагом t_1; Z_2 — число зубцов ротора (число пар полюсов); b_{z1} — расчетная ширина зубца, *м*; t_1 — зубцовое деление статора, *м*; k_{Fe} — коэффициент заполнения пакета сталью;

при $Z_1 = 2Z_2$ и $t_1 - b_ш \leqslant b_{z2}$

$$B_{z10} = 1{,}05 \frac{t_1 - b_ш}{b_{z1} k_{Fe}} B_{\delta 0}\ ,\ тл, \tag{6-24}$$

где $b_ш$ — раскрытие паза статора, *м*;

при $Z_1 = 2Z_2$ и $t_1 - b_ш > b_{z2}$

$$B_{z10} = 1{,}1 \frac{b_{z2}}{b_{z1} k_{Fe}} B_{\delta 0},\ тл. \tag{6-25}$$

4. Магнитное напряжение зубцов статора

$$F_{z0} = h_{z1} H_{z1},\ a, \tag{6-26}$$

где h_{z1} — расчетная высота зубца статора, *м*; H_{z1} — напряженность магнитного поля зубцов статора при расчетной индукции, *а/м*.

5. Индукция в зубцах ротора

$$B_{z20}=\frac{B_{\delta 0}}{k_{Fe}}\,\frac{2+k_m}{3k_m}\,\frac{b_z}{b_{z2p}}\,\frac{4l_1}{3l_1+l_2},\quad тл, \tag{6-27}$$

где k_m определяется по рис. 5-20 в зависимости от b_{z0} и $\delta_0 k_\delta$ (без учета насыщения); b_z — ширина зубца по диаметру расточки, *м*; l_1 — длина пакета статора, *м*; l_2 — длина пакета ротора, *м*; b_{z2p} — ширина зубца ротора на $^1/_3$ высоты от узкой части, *м*.

6. Магнитное напряжение зубцов ротора

$$F_{z20}=h_{z2}H_{z2},\quad a, \tag{6-28}$$

где h_{z2} — расчетная высота зубца ротора, *м*; H_{z2} — напряженность магнитного поля зубцов ротора при расчетной индукции, *а/м*.

7. Коэффициент насыщения зубцовой зоны $k_{\mu z}$ определяется по (5-25).

8. Расчетный эквивалентный зазор с учетом насыщения в зубцовой зоне $\delta_{экв}$ определяется по (5-31).

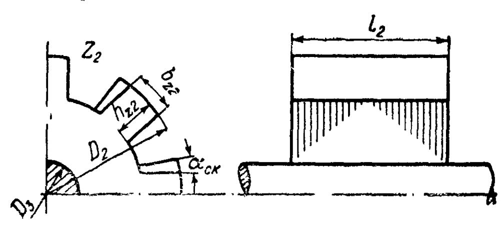


Рис. 6-11.

9. Коэффициенты магнитного поля для режима холостого хода k_1 и k_m определяются по рис. 5-19 и 5-20 в зависимости от b_{z0} и $\delta_{0экв}=\delta_{экв}/\tau$.

10. Поток двойного полюсного деления

$$\Phi_{2\tau}=\frac{B_{\delta 0} b_z l_i}{k_m},\quad вб, \tag{6-29}$$

где l_i — расчетная длина активной части, *м*,

$$l_i=l_1+2\delta. \tag{6-30}$$

11. Электродвижущая сила холостого хода

$$E=4{,}44 f w_э \frac{\Phi_{2\tau 0}}{k_1},\quad в, \tag{6-31}$$

где $w_э$ — эффективное число витков,

$$w_э=wk_{о.ск}; \tag{6-32}$$

w — число последовательно соединенных витков обмотки якоря; $k_{о.ск}$ — обмоточный коэффициент скоса, определяется по (3-85).

12. Поток в спинке ротора

$$\Phi_{j20} = \frac{p\alpha}{4p_m}\,\Phi_{2\tau 0},\ вб, \tag{6-33}$$

где p — число пар полюсов; α — относительная длина полюсной дуги по возбуждению

$$\alpha = \frac{\beta_m}{\gamma_m}\ (рис.\ 6\text{-}10),$$

p_m — число пар полюсов возбуждения.

13. Индукция в спинке ротора

$$B_{j20} = \frac{2\Phi_{j20}}{h_{j2}(l_1 + l_2)\,k_{Fe}},\ тл, \tag{6-34}$$

где h_{j2} — расчетная высота спинки ротора, *м*.

14. Магнитное напряжение спинки ротора

$$F_{j20} = [H'_{j2}\alpha + H''_{j2}(1-\alpha)]\,l_{j2},\ a, \tag{6-35}$$

где H'_{j2}, H''_{j2} — напряженности магнитного поля, определяются по кривой намагничивания спинки и основной кривой намагничивания соответственно в зависимости от расчетной индукции, *а/м*; l_{j2} — расчетная длина линии магнитной индукции в спинке ротора, *м*.

15. Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{\sigma 0} = 2\,(F_{\delta 0} + F_{z10} + F_{z20} + F_{j20})\,\lambda_\sigma,\ вб, \tag{6-36}$$

где λ_σ — проводимость рассеяния обмотки возбуждения, *вб/а*, определяется по (3-104).

16. Расчетная индукция в спинке статора над пазами обмотки якоря

$$B'_{j10} = \frac{\Phi_{j20} + \Phi_{\sigma 0}}{h'_{j1} l_1 k_{Fe}},\ тл, \tag{6-37}$$

где h'_{j1} — расчетная высота спинки над пазами обмотки якоря, *м*.

17. Расчетная индукция в спинке над пазом обмотки возбуждения

$$B''_{j10} = \frac{\Phi_{j20} + \Phi_{\sigma 0}}{h''_{j1} l_1 k_{Fe}},\ тл, \tag{6-38}$$

где h''_{j1} — высота спинки над пазом обмотки возбуждения.

18. Магнитное напряжение спинки статора

$$F_{j10} = [H'_{j1}\alpha + H''_{j1}(1-\alpha)]\,l_{j1},\ a, \tag{6-39}$$

где H'_{j1}, H''_{j1} — напряженности магнитного поля, определяются по кривой намагничивания спинки и основной кривой намагничивания в зависимости от B'_{j10} и B''_{j10} соответственно, *а/м*; l_{j1} — расчетная длина линии магнитной индукции в спинке статора, *м*.

19. Намагничивающая сила обмотки возбуждения при холостом ходе

$$\sum F_0 = F_{\delta 0} + F_{z10} + F_{z20} + F_{j20} + F_{j10}, \quad a. \qquad (6\text{-}40)$$

20. Ток возбуждения

$$i_{m0} = \frac{\Sigma F_0}{w_m}, \quad a, \qquad (6\text{-}41)$$

где w_m — число витков обмотки возбуждения.

21. По результатам расчета тока возбуждения строится характеристика холостого хода $E=f(i_{m0})$.

Параметры обмотки якоря

22. Активное сопротивление r_a определяется по расчетным формулам обычных машин с учетом вытеснения тока.

23. Проводимость рассеяния

$$\sum \lambda = \lambda_п + \lambda_s + \lambda_z, \qquad (6\text{-}42)$$

где $\lambda_п$, λ_s — проводимости рассеяния паза и лобовой части, определяются по методике расчета обычных машин;

$$\lambda_z = \frac{Z_1}{p} \zeta\xi \cdot 10^{-6}, \qquad (6\text{-}43)$$

где ζ определяется по рис. 3-10 в зависимости от δ'_0,

$$\delta'_0 = \frac{2 k_m \delta}{b_z},$$

ξ определяется по рис. 3-15.

24. Реактивность рассеяния обмотки якоря x_s определяется по (3-38).

25. Намагничивающая сила продольной реакции якоря

$$F_d = 0{,}45 k_d \frac{w_э I_н}{p\alpha}, \quad a, \qquad (6\text{-}44)$$

где $I_н$ — номинальный ток генератора, *а*; k_d определяется по рис. 5-21 в зависимости от b_{z0} и $\delta_0 k_в$.

26. Намагничивающая сила поперечной реакции якоря

$$F_q = k_q F_d, \quad a, \qquad (6\text{-}45)$$

где k_q определяется по рис. 5-22 в зависимости от b_{z0} и $\delta_0 k_\delta$.

27. Реактивность реакции якоря в продольной оси при нескошенных пазах

$$x_{ad1} = \frac{F_d}{F_{\delta z}} \frac{U_н}{I_н} \xi_1 \left[1 - \frac{\pi}{2 k_1 k_d} \left(1 - \frac{F_{\delta z}}{\Sigma F_0} \right) \right] \frac{3 + k_\delta}{4}, \quad ом, \qquad (6\text{-}46)$$

где $U_н$ — номинальное напряжение генератора, *в*; $F_{\delta z} = F_\delta + F_{z1} + F_{z2}$ — магнитные напряжения, взяты из расчета характеристики холостого хода при э. д. с., равной номинальному напряжению; ξ_1 определяется по рис. 3-15.

28. Реактивность реакции якоря в поперечной оси без учета скоса пазов

$$x_{aq1} = \frac{U_н}{I_н} \frac{F_q}{F_{\delta z}} \xi_1 \frac{3 + k_\delta}{4}, \ ом. \quad (6\text{-}47)$$

29. Реактивности реакции якоря в продольной x_{ad} и поперечной x_{aq} осях с учетом скоса пазов определяются по (3-87) и (3-88).

30. Переходная реактивность в продольной оси при нескошенных пазах

$$x'_{ad1} = x_{ad1} \left[1 - \frac{F_{\delta z}}{\Sigma F_0} \frac{1}{\left(\frac{2k_1 k_d}{\pi} + \frac{F_{\delta z}}{\Sigma F_0} - 1 \right) \sigma} \right], \ ом, \quad (6\text{-}48)$$

где σ — коэффициент рассеяния обмотки возбуждения,

$$\sigma = 1 + 0,64 \frac{p_m \delta k_в k_m}{p b_z} \lambda_\sigma \cdot 10^8, \quad (6\text{-}49)$$

λ_σ определяется по (3-104).

31. Переходная реактивность в поперечной оси при нескошенных пазах

$$x'_{aq1} = x_{aq1}. \quad (6\text{-}50)$$

32. Переходные реактивности в продольной x'_{ad} и поперечной x'_{aq} осях с учетом скоса пазов определяются по (3-89) и (3-90).

33. Реактивность обратного следования x_{a2} определяется по (3-43).

Характеристика короткого замыкания

34. Электродвижущая сила при коротком замыкании

$$E_к = I_к (x_s + x_{a2}), \ в. \quad (6\text{-}51)$$

При расчете задаемся величиной тока $I_к = 0,5$; 0,8; 1,0; 1,2; 1,4 его номинального значения.

35. Поток двойного полюсного деления

$$\Phi_{2\tau к} = \frac{k_1 E_к}{4,44 f w_э}, \ вб, \quad (6\text{-}52)$$

k_1 здесь и в дальнейшем определяется без учета насыщения.

36. Индукция в воздушном зазоре

$$B_{\delta к} = \frac{\Phi_{2\tau k}}{b_z l_i} \left[k_m + \frac{b_{z0}}{10} \frac{F_{ad}}{(\Sigma F''_к - \Sigma F'_к)} \left(1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d} \right) \right], \ тл, \quad (6\text{-}53)$$

где $\Sigma F'_к$, $\Sigma F''_к$ — н. с. обмотки возбуждения при холостом ходе и э. д. с. соответственно $E_к$ и $1,2E_к$; k_m здесь и в дальнейшем определяется без учета насыщения.

37. Индукция в зубцах статора $B_{z1к}$ и ротора $B_{z2к}$:

$$B_{z1к} = \frac{B_{\delta к}}{B_{\delta 0}} B_{z10}, \ тл; \quad (6\text{-}54)$$

$$B_{z2к} = \frac{B_{\delta к}}{B_{\delta 0}} B_{z20}, \ тл. \quad (6\text{-}55)$$

38. Магнитное напряжение зазора $F_{\delta к}$, зубцов статора $F_{z1к}$ и ротора $F_{z2к}$ определяются аналогично соответствующим величинам при расчете холостого хода.

39. Поток в спинке ротора

$$\Phi_{j2к} = \frac{p\alpha}{4p_m} \Phi_{2\tau к} \left[1 + \frac{F_{ad}}{5(\Sigma F''_{к} - \Sigma F'_{к})} \left(1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d}\right)\right], \ вб. \quad (6\text{-}56)$$

40. Индукция в спинке ротора $B_{j2к}$ и магнитное напряжение спинки ротора $F_{j2к}$ определяются аналогично соответствующим величинам при расчете холостого хода.

41. Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{\sigma к} = 2(F_{\delta к} + F_{z1к} + F_{z2к} + F_{j2к} + F_d)\lambda_\sigma, \ вб. \quad (6\text{-}57)$$

42. Поток в спинке статора

$$\Phi_{j1к} = \Phi_{j2к} + \Phi_{\sigma к}, \ вб. \quad (6\text{-}58)$$

43. Индукция в спинке статора $B'_{j1к}$ и $B''_{j1к}$ и магнитное напряжение спинки статора $F_{j1к}$ определяются аналогично соответствующим величинам при расчете холостого хода.

44. Намагничивающая сила обмотки возбуждения при коротком замыкании

$$\sum F_{к} = F_{\delta к} + F_{z1к} + F_{z2к} + F_{j2к} + F_d + F_{j1к}, \ а. \quad (6\text{-}59)$$

45. Ток возбуждения при коротком замыкании

$$i_{mк} = \frac{F_{к}}{w_m}. \quad (6\text{-}60)$$

46. По результатам расчета тока возбуждения строится характеристика короткого замыкания $I_{к} = f(i_{mк})$.

Номинальный режим

47. Электродвижущая сила при номинальной нагрузке

$$E_{\delta н} = \sqrt{(U_{н} \cos \varphi + I_{н} r_{а})^2 + [U_{н} \sin \varphi + I_{н}(x_s + x_{a2})]^2}, \quad (6\text{-}61)$$

где φ — угол сдвига между напряжением на зажимах генератора и током нагрузки.

48. Продольный ток

$$I_d = I_{н} \sin \psi, \ а, \quad (6\text{-}62)$$

где ψ — угол сдвига между током нагрузки и э. д. с. за синхронной реактивностью,

$$\sin\psi = \sqrt{\frac{1}{1+\left[\frac{U_н\cos\varphi + I_н r_a}{U_н\sin\varphi + I_н(x_s + x_{a2} + x_{aq})}\right]^2}}. \quad (6\text{-}63)$$

49. Намагничивающая сила продольной реакции якоря

$$F_{dн} = F_d\frac{I_d}{I_н}, \ a. \quad (6\text{-}64)$$

50. Поток двойного полюсного деления

$$\Phi_{2\tau н} = \frac{k_1 F_{\delta н}}{4{,}44 f w_э}, \ вб. \quad (6\text{-}65)$$

51. Индукция в зазоре

$$B_{\delta н} = \frac{\Phi_{2\tau н}}{b_z l_i}\left[k_m + \frac{b_{z0}}{20}\frac{F_{dн}}{(\Sigma F''_н - \Sigma F'_н)}\left(1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d}\right)\right], \ тл, \quad (6\text{-}66)$$

где $\Sigma F'_н$, $\Sigma F''_н$ — н. с. обмотки возбуждения при холостом ходе и э. д. с. соответственно E_δ и $1{,}1\,E_\delta$.

52. Индукция в зубцах статора $B_{z1н}$ и ротора $B_{z2н}$

$$B_{z1н} = \frac{B_{\delta н}}{B_{\delta 0}}B_{z10}, \ тл; \quad (6\text{-}67)$$

$$B_{z2н} = \frac{B_{\delta н}}{B_{\delta 0}}B_{z20}, \ тл. \quad (6\text{-}68)$$

53. Магнитное напряжение зазора $F_{\delta н}$, зубцов статора $F_{z1н}$ и ротора $F_{z2н}$ определяются аналогично соответствующим величинам при расчете холостого хода.

54. Поток в спинке ротора

$$\Phi_{j2н} = \Phi_{2\tau н}\frac{p\alpha}{4p_m}\left[1 + \frac{F_{dн}}{10(\Sigma F''_н - \Sigma F'_н)}\left(1 - \frac{\pi}{2k_1 k_d}\right)\right], \ вб. \quad (6\text{-}69)$$

55. Индукция в спинке ротора $B_{j2н}$ и магнитное напряжение спинки ротора $F_{j2н}$ определяются аналогично соответствующим величинам при расчете холостого хода.

56. Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{\sigma н} = 2(F_{\delta н} + F_{z1н} + F_{z2н} + F_{j2н} + F_{dн})\lambda_\sigma, \quad (6\text{-}70)$$

57. Поток в спинке статора

$$\Phi_{j1н} = \Phi_{j2н} + \Phi_{\sigma н}, \ вб. \quad (6\text{-}71)$$

58. Индукции в спинке статора $B'_{j1н}$ и $B''_{j1н}$ и магнитное напряжение спинки статора $F_{j1н}$ определяются аналогично соответствующим величинам при расчете холостого хода.

59. Намагничивающая сила обмотки возбуждения

$$\sum F_{н} = F_{\delta н} + F_{z1н} + F_{z2н} + F_{j2н} + F_{dн} + F_{j1н},\ a. \qquad (6\text{-}72)$$

60. Ток возбуждения при номинальной нагрузке

$$i_{mн} = \frac{\Sigma F_{н}}{w_m},\ a. \qquad (6\text{-}73)$$

Потери и к. п. д.

61. Потери в меди якоря P_{Cu1}, в меди возбуждения P_{Cu2}, потери на трение о воздух $P_{т}$ и потери вентиляционные $P_{в}$ определяются по известным расчетным формулам обычных машин.

62. Удельные потери в зубцах статора

$$\sigma_{Fe} = \sigma_{в}\left(\frac{f}{f_б}\right)^2 + \sigma_{г}(1 + 0{,}5B_0^2)\frac{f}{f_б},\ вт/кг, \qquad (6\text{-}74)$$

где B_0 — постоянная составляющая индукции, *тл*;

$$B_0 = \frac{\Phi_{2\tau н}}{2\tau l_i}\,\frac{t_1}{b_{z1}k_{Fe}},\ тл; \qquad (6\text{-}75)$$

$\sigma_{в}$, $\sigma_{г}$ — составляющие удельных потерь от вихревых токов и гистерезиса при индукции 1 *тл* и базовой частоте $f_б$ определять по приводимой ниже таблице в зависимости от марки и толщины стали.

Марка стали	Δ, 10^{-3} *м*	$f_б$, *гц*	$\sigma_{в}$, *вт/кг*	$\sigma_{г}$, *вт/кг*	P_1, *вт/кг*
Э31	0,35	50	0,32	1,28	1,6
Э31	0,5	50	0,5	1,5	2,0
Э41	0,35	50	0,27	1,08	1,35
Э41	0,5	50	0,39	1,16	1,55
Э42	0,35	50	0,3	0,9	1,2
Э42	0,5	50	0,42	0,98	1,4
Э43	0,35	50	0,42	0,63	1,05
Э43	0,5	50	0,5	0,75	1,25
Э44	0,1	400	4,2	6,3	10,5
Э44	0,2	400	7,5	5	12,5
Э44	0,35	400	13,3	5,7	19

63. Потери в зубцах статора

$$P_{z1} = 2{,}2\sigma_{Fe}B_{1н}^2G_{z1},\ вт, \qquad (6\text{-}76)$$

где $B_{1н}$ — первая гармоника изменения индукции в зубцах статора,

$$B_{1н} = \frac{\pi}{2}\,\frac{\Phi_{2\tau н}}{k_1\tau l_1}\,\frac{t_1}{b_{z1}k_{Fe}},\ тл; \qquad (6\text{-}77)$$

G_{z1} — масса зубцов статора, *кг*.

64. Потери в спинке ротора

$$P_{a2} = 1{,}6P_1B_{j2н}^2G_a\sqrt{\left(\frac{f_m}{f_б}\right)^3},\ вт, \qquad (6\text{-}78)$$

где P_1 — удельные потери, *вт/кг*, в стали при перемагничивании с частотой $f_б$, *гц*, и максимальной индукцией 1 *тл* определяются по ГОСТ (табл. на стр. 159); G_a — расчетная масса спинки, *кг*; f_m — частота перемагничивания спинки,

$$f_m = \frac{p_m n}{60}. \tag{6-79}$$

65. Потери в зубцах ротора

$$P_{z2} = 4P_1 B_{z2н} G_{z2} \sqrt{\left(\frac{f_m}{50}\right)^3}, \quad вт,$$

где G_{z2} — расчетная масса зубцов ротора, *кг*.

66. Дополнительные потери

$$P_д = \frac{P}{50}, \quad вт, \tag{6-80}$$

где P — номинальная мощность, *ва*.

67. Суммарные потери

$$\sum P = P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_т + P_в + P_{z1} + P_{z2} + P_{a2} + P_д, \; вт. \tag{6-81}$$

68. Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P\cos\varphi}{P\cos\varphi + \Sigma P} 100\%. \tag{6-82}$$

6-7. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПУЛЬСИРУЮЩИМ ПОТОКОМ

Ниже приведены основные формулы расчета характеристик холостого хода, короткого замыкания, нагрузочного режима, а также расчет к. п. д. на примере однофазного разноименнополюсного генератора с пульсирующим потоком. Основные расчетные формулы получены на основе теории, изложенной в гл. 4. Формулы, применяемые в расчете обычных синхронных машин, как правило, не приводятся. Активная часть рассчитываемого генератора изображена на рис. 6-12 и 6-13.

Характеристика холостого хода

1. Задаемся значениями индукции в зазоре $B_{\delta 0}$; 0,6; 0,8; 1,0; 1,2; 1,4 *тл*.

2. Магнитное напряжение зазора

$$F_{\delta 0} = \frac{B_{\delta 0}\delta}{4\pi} 10^7, \; a. \tag{6-83}$$

3. Индукция в зубцах статора

$$B_{z10} = \frac{B_{\delta 0}}{k_{Fe}} \frac{b_{z1}}{b_{z1p}} \frac{3 + k_1(3 + k_m)}{4k_1 k_m}, \quad тл, \tag{6-84}$$

где k_1, k_m — коэффициенты магнитного поля, определяются по рис. 5-41 и 5-40 в зависимости от δ_0, b_{z0} и угла наклона стенки

зубца γ; $b_{z1р}$ — ширина зубца статора на $^1/_3$ высоты от его узкой части.

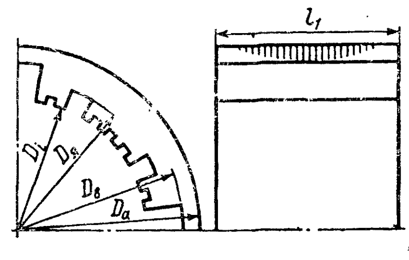
4. Магнитное напряжение зубцов статора

$$F_{z10} = h_{z1р} H_{z1},\ a, \qquad (6\text{-}85)$$

где $h_{z1р}$ — расчетная высота зубца статора, *м*; H_{z1} — напряженность магнитного поля зубцов статора при индукции B_{z10}, *а/м*.

5. Индукция в зубцах ротора

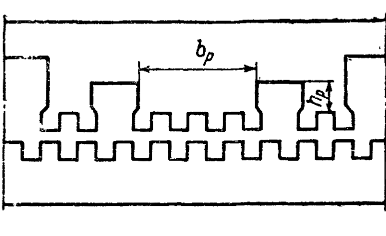
$$B_{z20} = \frac{B_\delta}{k_{Fe}} \frac{b_{z2}}{b_{z2р}} \frac{4l_1}{3l_1 + l_2} \frac{3 + k_1(3 + k_m)}{4k_1 k_m},\ тл, \qquad (6\text{-}86)$$



где $b_{z2р}$ — ширина зубца ротора на $^1/_3$ высоты от его узкой части, *м*; l_1, l_2 — длины пакетов статора и ротора соответственно, *м*.

6. Магнитное напряжение зубцов ротора

$$F_{z20} = h_{z2р} H_{z2},\ a, \qquad (6\text{-}87)$$



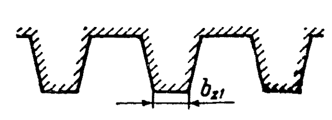


Рис. 6-12.

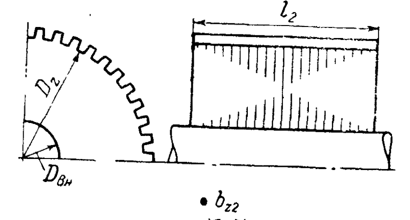


Рис. 6-13.

где $h_{z2р}$ — расчетная высота зубца ротора, *м*; H_{z2} — напряженность магнитного поля зубцов ротора при индукции B_{z20}, *а/м*.

7. Коэффициент насыщения зубцовой зоны $k_{\mu z}$ определяется по (5-25).

8. Поток двойного полюсного деления (зубцового деления)

$$\Phi_{2\tau 0} = \frac{b_z l_i}{k_m k_{\mu m}} B_{\delta 0},\ вб, \qquad (6\text{-}88)$$

где $b_z = b_{z1} = b_{z2}$; $k_{\mu m}$ — коэффициент, учитывающий влияние насыщения на коэффициент k_m, определяется по рис. 5-48 в зависимости от $k_{\mu z}$ и b_{z0}.

9. Электродвижущая сила холостого хода

$$E=\frac{4,44fw_э}{k_1k_{\mu 1}}\Phi_{2\tau 0}, \ в, \tag{6-89}$$

где $k_{\mu 1}$ — коэффициент, учитывающий влияние насыщения на коэффициент k_1, определяется по рис. 5-47 в зависимости от $k_{\mu z}$ и δ_0; $w_э$ — эффективное число последовательных витков обмотки якоря,

$$w_э=\frac{s_п p_m Z_я y}{a}k_{о.ск}; \tag{6-90}$$

$s_п$ — число эффективных проводников в пазу; p_m — число пар полюсов возбуждения; $Z_я$ — число пазов обмотки якоря на полюс возбуждения; a — число параллельных ветвей; y — число малых зубцов на одном большом зубце; $k_{о.ск}$ — обмоточный коэффициент скоса, определяется по (3-85).

10. Индукция в больших зубцах статора

$$B_{p0}=\frac{\Phi_{2\tau 0}y}{b_p l_1 k_{Fe}}\frac{k_1+1}{k_1}, \quad тл, \tag{6-91}$$

где b_p — ширина большого зубца, *м*.

11. Магнитное напряжение больших зубцов статора

$$F_{p0}=h_p H_p, \ a, \tag{6-92}$$

где h_p — высота большого зубца, *м*; H_p — напряженность магнитного поля при индукции B_{p0}, *а/м*.

12. Поток в спинке ротора

$$\Phi_{j20}=\Phi_{2\tau 0}\frac{Z_3}{2}, \ вб, \tag{6-93}$$

где Z_3 — число малых зубцов статора на один полюс возбуждения.

13. Индукция в спинке ротора

$$B_{j20}=\frac{\Phi_{j2}}{h_{j2}(l_2k_{Fe}+2b_{ш.н2})}, \quad тл, \tag{6-94}$$

где h_{j2} — высота спинки ротора, *м*; $b_{ш.н2}$ — толщина нажимной шайбы, *м*. В случае немагнитной нажимной шайбы $b_{ш.н2}=0$.

14. Магнитное напряжение спинки ротора

$$F_{j20}=[H'_{j2}\alpha+H''_{j2}(1-\alpha)]\,l_{j2}, \quad а/м, \tag{6-95}$$

где H'_{j2}, H''_{j2} — напряженности магнитного поля, *а/м*, определяются по кривой намагничивания спинки и основной кривой намагничивания в зависимости от B_{j2};

$$\alpha=\frac{2p_mZ_3}{Z_1};$$

l_{j2} — расчетная длина магнитной линии в спинке ротора, *м*.

15. Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{\sigma 0}=2(F_{\delta 0}+F_{z10}+F_{z20}+F_{p0}+F_{j20})\lambda_\sigma, \ вб, \tag{6-96}$$

где λ_σ — проводимость рассеяния обмотки возбуждения, определяется по (3-104).

16. Индукция в спинке статора над пазом якоря

$$B_{j10}=\frac{\Phi_{j20}+\Phi_{\sigma 0}}{h'_{j1}\left(l_1 k_{\mathrm{Fe}}+2b_{\text{ш.н1}}\right)},\quad тл, \tag{6-97}$$

где h'_{j1} — высота спинки статора над пазом якорной обмотки, *м*; $b_{\text{ш.н1}}$ — толщина нажимной шайбы статора, *м*. В случае немагнитной нажимной шайбы $b_{\text{ш.н1}}=0$.

17. Индукция в спинке статора над пазом возбуждения

$$B_{j10}=\frac{\Phi_{j20}+\Phi_{\sigma 0}}{h''_{j1}\left(l_1 k_{\mathrm{Fe}}+2b_{\text{ш.н1}}\right)},\quad тл, \tag{6-98}$$

где h''_{j1} — высота спинки статора над пазом обмотки возбуждения, *м*.

18. Магнитное напряжение спинки статора

$$F_{j1}=\left[H'_{j1}\frac{2p_m Z_3}{Z_1}+H''_{j1}\left(1-\frac{2p_m Z_3}{Z_1}\right)\right]l_{j1},\ a, \tag{6-99}$$

где H'_{j1}, H''_{j1} — напряженности магнитного поля, *а/м*, определяются по кривой намагничивания спинки и основной кривой намагничивания в зависимости от B'_{j10} и B''_{j10} соответственно; l_{j1} — расчетная длина силовой линии в спинке статора, *м*.

19. Намагничивающая сила обмотки возбуждения при холостом ходе

$$\sum F_0=F_{\delta 0}+F_{z10}+F_{z20}+F_{p0}+F_{j20}+F_{j10},\quad a. \tag{6-100}$$

20. Ток возбуждения

$$i_{m0}=\frac{\Sigma F_0}{w_m},\quad a, \tag{6-101}$$

где w_m — число витков в катушке возбуждения.

21. По результатам расчета тока возбуждения строится характеристика холостого хода $E=f(i_{m0})$.

Параметры обмотки якоря

22. Активное сопротивление r_a определяется по расчетным формулам обычных машин с учетом вытеснения тока.

23. Реактивность рассеяния в зазоре x_{as} определяется по (4-76), проводимость рассеяния в зазоре λ_s по рис. 5-42.

24. Реактивность пазового рассеяния $x_{\text{п}s}$ определяется по (4-78).

25. Реактивность рассеяния обмотки якоря

$$x_s=x_{as}+x_{\text{п}s},\ ом. \tag{6-102}$$

26. Реактивность реакции якоря x_a определяется по (4-77), а проводимость реакции якоря λ_a по рис. 5-43.

27. Синхронная реактивность x_c определяется по (4-79).

Характеристика короткого замыкания

28. Ток при коротком замыкании

$$I_к = \frac{E}{x_a k_{\mu a} + x_{as} k_{\mu s} + x_{пs}}, \quad a, \tag{6-103}$$

где E — э. д. с. из расчета холостого хода, *в*; $k_{\mu a}$, $k_{\mu s}$ — коэффициенты, учитывающие изменение реактивности реакции якоря и рассеяния в зазоре с насыщением, определяются по рис. 5-50 и 5-49 в зависимости от $k_{\mu z}$ и δ_0; $k_{\mu z}$ берется из расчета соответствующих точек характеристики холостого хода.

29. Намагничивающая сила реакции якоря

$$F_{ак} = \frac{\sqrt{2}\, S_п I_к}{2a}, \quad a. \tag{6-104}$$

30. Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{\sigma к} = 2\,(F_{\delta 0} + F_{z10} + F_{z20} + F_{p0} + F_{j20} + F_{ак})\,\lambda_\sigma, \quad вб. \tag{6-105}$$

Все величины магнитных напряжений взяты из расчета холостого хода для соответствующих точек F_{ak} по (6-104).

31. Индукции в спинке статора над пазом якоря и над пазом возбуждения определяют по (6-97) и (6-98), приняв $\Phi_{\sigma 0} = \Phi_{\sigma к}$, магнитное напряжение спинки статора определяется по (6-99).

32. Намагничивающая сила обмотки возбуждения

$$\sum F_к = F_{\delta 0} + F_{z10} + F_{z20} + F_{p0} + F_{j20} + F_{ак} + F_{j1к}, \quad a. \tag{6-106}$$

33. Ток возбуждения

$$i_{mк} = \frac{\Sigma F_к}{w_m}, \quad a. \tag{6-107}$$

34. По результатам расчета тока возбуждения строится характеристика короткого замыкания $I_к = f(i_{mк})$.

Номинальный режим

35. Электродвижущая сила при номинальной нагрузке

$$E_{\delta н} = \sqrt{(U_н \cos\varphi + I_н r_а)^2 + (I_н x_s + U_н \sin\varphi)^2}, \quad в. \tag{6-108}$$

Генераторы с пульсирующим потоком часто используются в схемах с емкостной компенсацией и могут работать при опережающем токе. В формуле (6-108) знак φ принимается положительным при отстающем токе и отрицательным при опережающем.

36. Намагничивающая сила реакции якоря

$$F_{ан} = F_a \sin\psi, \quad a, \tag{6-109}$$

где F_a определяется по (6-104) при $I_к = I_н$, *а*; ψ — угол сдвига между током нагрузки и э. д. с. за синхронной реактивностью.

$$\sin\psi = \sqrt{\frac{1}{1 + \left[\frac{U_н \cos\varphi + I_н r_а}{I_н (x_a + x_s) + U_н \sin\varphi}\right]^2}}. \tag{6-110}$$

37. Поток двойного полюсного деления

$$\Phi_{2\tau н} = \frac{k_1 E_\delta}{4,44 f w_э}, \ вб. \qquad (6\text{-}111)$$

38. Индукция в зазоре

$$B_{\delta н} = \frac{\Phi_{2\tau н} k_m}{b_z l_1}, \ тл. \qquad (6\text{-}112)$$

39. Расчет магнитной цепи производят по формулам, аналогичным соответствующим формулам расчета холостого хода, приняв $B_{\delta 0} = B_{\delta н}$.

40. Поток рассеяния обмотки возбуждения

$$\Phi_{\sigma н} = 2\,(F_{\delta н} + F_{z1н} + F_{z2н} + F_{pн} + F_{j2н} + F_{aн})\,\lambda_\sigma, \ вб. \qquad (6\text{-}113)$$

41. Индукции в спинке статора определяют по (6-97) и (6-98), приняв $\Phi_{\sigma 0} = \Phi_{\sigma н}$, магнитное напряжение спинки статора определяется по (6-99) с использованием найденных величин индукций.

42. Намагничивающая сила обмотки возбуждения

$$\sum F_н = F_{\delta н} + F_{z1н} + F_{z2н} + F_{pн} + F_{j2н} + F_{aн} + F_{j1н}, \ a. \qquad (6\text{-}114)$$

43. Ток возбуждения при номинальной нагрузке

$$i_{mн} = \frac{\Sigma F_н}{w_m}, \ a \qquad (6\text{-}115)$$

Потери и к. п. д.

44. Потери в меди якоря P_{Cu1}, в меди возбуждения P_{Cu2}, потери на трение о воздух $P_т$ и потери вентиляционные $P_в$ определяются по известным расчетным формулам обычных машин.

45. Расчетная э. д. с. генератора, определяющая магнитные нагрузки для расчета потерь,

$$E_{\delta р} = \sqrt{(I_н r_a + U_н \cos\varphi)^2 + (I_н x_{sп} + U_н \sin\varphi)^2}, \ в. \qquad (6\text{-}116)$$

46. Переменная составляющая индукции в зубцах

$$B_\sim = \frac{B_{z1н}}{k_1 + 1}\frac{E_{\delta р}}{E_\delta}, \ тл. \qquad (6\text{-}117)$$

47. Постоянная составляющая индукция в зубцах

$$B_= = B_{z1н}\frac{E_{\delta р}}{E_\delta}, \ тл. \qquad (6\text{-}118)$$

48. Удельные потери σ_{Fe} определяются по рис. 6-14 — 6-19 для частот 2 400, 4 800, 8 000 и 9 600 *гц* для наиболее употребительной марки стали Э44.

Для других частот удельные потери определяются по формуле

$$\sigma_{Fe} = \sigma_{Fe\,б}\sqrt{\left(\frac{f}{f_б}\right)^3}, \ вт/кг, \qquad (6\text{-}119)$$

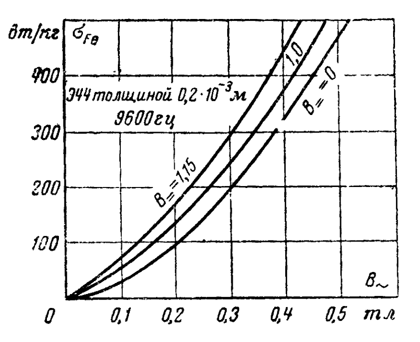


Рис. 6-14.

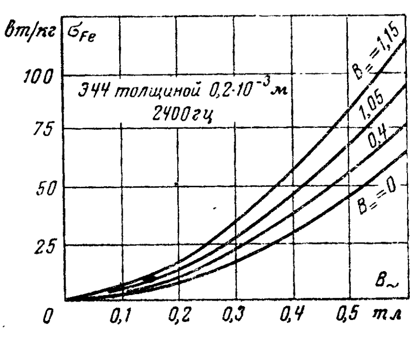


Рис. 6-17.

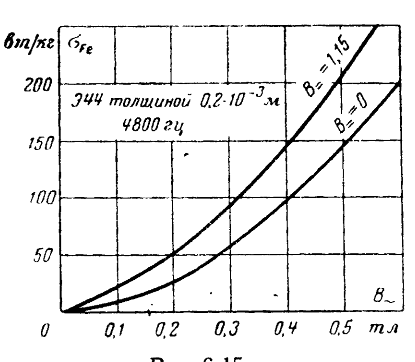


Рис. 6-15.

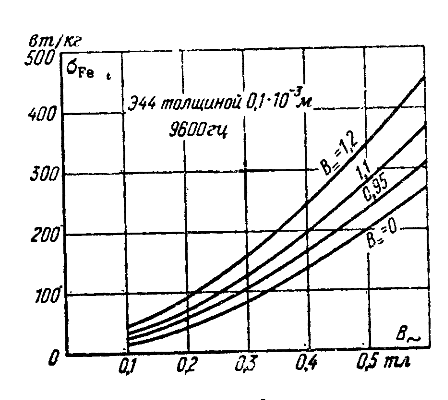


Рис. 6-18.

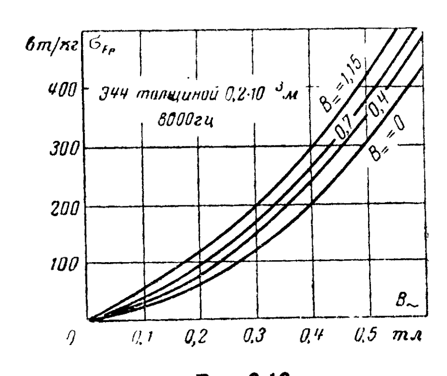


Рис. 6-16.

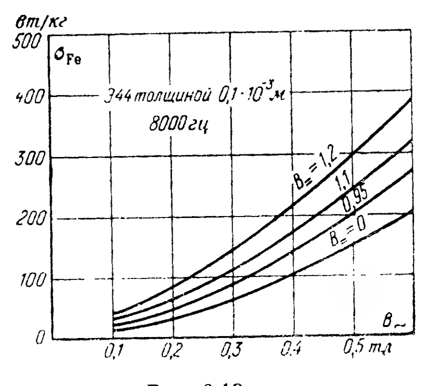


Рис. 6-19.

где $\sigma_{Fe\,б}$ — удельные потери, *вт/кг*, при базовой частоте $f_б$, наиболее близкой к рабочей частоте; $\sigma_{Fe\,б}$ определяются по кривым (рис. 6-14—6-19).

49. Потери в зубцах статора

$$P_{z1} = 2{,}5\sigma_{Fe} G_{z1}, \ вт, \tag{6-120}$$

где G_{z1} — масса зубцов статора, *кг*.

50. Потери в зубцах ротора

$$P_{z2} = 2{,}5\sigma_{Fe} G_{z2}, \ вт, \tag{6-121}$$

где G_{z2} — масса зубцов ротора, *кг*.

Величины $B_{\sim}$ и $B_{=}$ для зубцов ротора, необходимые при определении σ_{Fe}, рассчитываются по (6-117) и (6-118) при $B_{z1н} = B_{z2н}$.

51. Потери в больших зубцах статора

$$P_p = \sigma_{Fe} G_p, \ вт, \tag{6-122}$$

где G_p — масса больших зубцов статора, *кг*.

Величины $B_{\sim}$ и $B_{=}$ для больших зубцов статора, необходимые при определении σ_{Fe}, рассчитываются по (6-117) и (6-118) при $B_{z1н} = B_{pн}$.

52. Потери в спинке статора над пазом якоря

$$P_{a1} = \sigma_{Fe} G_{a1}, \ вт, \tag{6-123}$$

где G_{a1} — масса части спинки статора, *кг*, подвергающейся перемагничиванию,

$$G_{a1} = \frac{(D_a - D_я) D_я}{2D_i} (1 + 2y) \tau l_1 k_{Fe} p_m Z_я \gamma, \ кг. \tag{6-124}$$

Величины $B_{\sim}$ и $B_{=}$ для спинки статора над пазом якоря определяются по (6-117) и (6-118) при $B_{z1н} = B_{a1}$, где B_{a1} — продольная составляющая индукции в спинке статора над пазами якоря,

$$B_{a1} = \frac{3D_i (\Phi_{2\tau 0} Z_з + 2\Phi_{\sigma н})}{(2D_я + D_в)(1 + 2y) \tau Z_я l_1 k_{Fe}}, \ тл, \tag{6-125}$$

где D_i, $D_я$, $D_в$ — соответственно диаметры расточки статора, оснований пазов якоря и возбуждения, *м*.

53. Потери в спинке ротора

$$P_{a2} = 1{,}6 P_{1/400} B_{j2н} G_{a2} \sqrt{\left(\frac{f_m}{400}\right)^3}, \ вт, \tag{6-126}$$

где $P_{1/400}$ — удельные потери, *вт/кг*, в стали при перемагничивании ее частотой 400 *гц* и максимальной индукции *B тл*, *вт/кг*; G_{a2} — масса спинки ротора, *кг*.

54. Дополнительные потери $P_д$ определяются по (6-80).

55. Суммарные потери

$$\sum P = P_{Cu\,1} + P_{Cu\,2} + P_{z1} + P_{z2} + P_p + P_{a1} + P_{a2} + P_т + P_в + P_д, \quad вт. \tag{6-127}$$

56. Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P\cos\varphi}{P\cos\varphi + \Sigma P}\,100\%. \tag{6-128}$$

6-8. ПРИМЕНЕНИЕ ЭВМ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Поиск оптимального варианта при проектировании индукторного генератора или вообще электрической машины является задачей с большим числом неизвестных, удачное решение которой в основном зависит от опыта инженера-расчетчика.

Приведенные ранее рекомендации хотя и могут оказать большую помощь в расчете индукторных генераторов, однако не могут дать однозначный ответ на все вопросы, возникающие при проектировании. Трудности еще более возрастают при разработке серий машин, так как при этом возникает ряд дополнительных ограничений. В связи с этим в последние годы при разработке серий электрических машин начинают успешно использовать ЭВМ, обладающие большими логическими возможностями и быстродействием и позволяющие наиболее полно решать задачу поиска оптимального варианта. Хотя расчету электрических машин на ЭВМ были посвящены только отдельные статьи и этот вопрос подробно и систематически в литературе не освещался, мы вынуждены из-за ограниченного объема остановиться лишь на некоторых специфических вопросах применения ЭВМ для расчета индукторных генераторов.

Прежде всего необходимо определить состав исходных и варьируемых величин, установить критерий оптимальности и соответствующие ограничения (лимитеры).

Исходными величинами являются номинальные данные и ряд дополнительных величин, которые в процессе расчета остаются постоянными (удельные сопротивления, массы, потери в активных материалах, стоимости активных и конструкционных материалов и др.).

В качестве варьируемых (оптимизируемых) величин для разноименнополюсных индукторных генераторов

в общем случае следует принять: внешний и внутренний диаметры сердечника статора D_a и D_i, число эффективных проводников в якорном пазу $s_{п/a}$ (где a — число параллельных ветвей), число витков обмотки возбуждения w_m, индукцию в воздушном зазоре B_δ (либо длину сердечника l), число пар полюсов возбуждения p_m, число вырубленных зубцов под пазом возбуждения $Z_в$, ширину, высоту и угол наклона стенки зубцов b_z, h_z, γ, зазор δ, плотности токов обмотки якоря и возбуждения Δ_1 и Δ_2. Для генераторов с пульсирующим потоком вариации подлежит также число пазов якорной обмотки на полюс возбуждения $Z_я$.

На размеры высокочастотных индукторных генераторов большое влияние оказывает коэффициент мощности нагрузки. В случае применения генераторов в качестве источников высокочастотной энергии для питания электротермических установок обычно требуется компенсация реактивной энергии конденсаторными батареями.

Для определения оптимального соотношения между стоимостью генератора и стоимостью конденсаторной батареи при заданной нагрузке необходима их совместная оптимизация. Тогда степень компенсации реактивной энергии $\cos\varphi_к$ следует ввести в расчет как варьируемый параметр. В зависимости от постановки задачи те или иные параметры могут быть исключены из вариации.

Состав ограничений и их уровень определяется стандартами, конструктивными и эксплуатационными требованиями, предъявляемыми к разрабатываемой машине или серии машин. Для большинства индукторных генераторов ограничениями являются превышение температуры обмоток, перегрузочная способность по напряжению и току. В зависимости от назначения генератора ограничением может быть величина всплеска напряжения и тока при переходных процессах.

Одним из ответственных этапов проектирования является выбор критерия оптимальности и правильный учет всех факторов, влияющих на этот критерий.

Для индукторных генераторов, как и для всех электрических машин общепромышленного применения, лучшей характеристикой оптимальности являются суммарные затраты на производство и эксплуатацию в течение нормативного срока окупаемости капиталовложений.

Для машин специального назначения (летательные аппараты, наземные передвижные установки) в качестве критерия оптимальности естественно принимать массу или габариты машины.

Применение критерия суммарной стоимости связано с такими вопросами, как ценообразование и дефицитность материалов, получение достоверной информации по трудоемкости изготовления отдельных деталей и комплектующих устройств, учет фактора времени, надежность, конкурентоспособность изделия на внешнем рынке и др.

Суммарная стоимость

$$C = C_{м} + C_{тр} + C_{а} + C_{р},$$

где $C_{м}$ — стоимость активных и прочих материалов; $C_{тр}$ — стоимость трудовых затрат с учетом цеховых, общезаводских и внепроизводственных расходов; $C_{а}$ — стоимость потерь активной энергии с учетом потерь привода; $C_{р}$ — стоимость реактивной энергии (рассчитывается, если необходима компенсация реактивности).

При проектировании серии машин необходимо предусмотреть одновременную оптимизацию двух и более машин с целью унификации отдельных размеров. В этом случае в качестве критерия оптимальности следует принять сумму затрат по двум и более машинам с коэффициентами массы, которые определяются предполагаемым объемом годового выпуска каждой машины.

Одной из особенностей методики расчета индукторных генераторов является наличие большого количества семейств кривых, полученных на основе моделирования магнитного поля зазора. По этим кривым определяются коэффициенты магнитных полей и поправочные коэффициенты насыщения зубцовой зоны. Кроме того, имеются кривые намагничивания и удельных потерь при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями.

Все указанные зависимости необходимо задать в аналитической форме. Так, например, коэффициенты магнитного поля и проводимости реакции якоря индукторных машин с пульсирующим потоком k_1, k_m, λ_s и λ_a (рис. 5-40—5-43), являющиеся функциями двух переменных (при h_z=const, γ=const и μ=const), могут быть

представлены следующими аналитическими выражениями:

$$k_1 = (8{,}745\delta_0^3 + 8{,}760\delta_0^2 + 2{,}837\delta_0 + 0{,}261) \times$$

$$\times (15{,}505b_{z0}^2 - 18{,}645b_{z0} + 9{,}465);$$

$$k_m = -59{,}486\delta_0^3 + 41{,}540\delta_0^2 - 10{,}656\delta_0 - 0{,}344b_{z0}^2 +$$

$$+ 0{,}584b_{z0} + 1{,}479;$$

$$\lambda_s = (8{,}958\delta_0^2 - 5{,}504\delta_0 + 1{,}645)(-5{,}980b_{z0}^3 +$$

$$+ 19{,}098b_{z0}^2 - 10{,}982b_{z0} + 5{,}429);$$

$$\lambda_a = (2860{,}176\delta_0^4 - 2647{,}634\delta_0^3 + 939{,}486\delta_0^2 -$$

$$- 158{,}109\delta_0 + 11{,}669)(-2{,}607b_{z0}^2 + 4{,}293b_{z0} - 0{,}727).$$

Должны быть заменены аналитическими расчетами все графические построения (определение конфигураций пазов якоря и возбуждения и др.).

При использовании ЭВМ представляется целесообразным вести проектирование на основе уточненных формул, громоздкость которых препятствует их использованию в инженерной практике.

Не менее важным вопросом при использовании ЭВМ является организация поиска оптимального варианта. Математическая формулировка задачи оптимального проектирования электрической машины заключается в следующем.

Требуется минимизировать (максимизировать) функцию

$$F(\mathbf{x}) = F(x_1, x_2, \ldots, x_n)$$

при наличии условий

$$f_r(\mathbf{x}) \geqslant 0, \quad (r = 1, 2, 3, \ldots, m);$$

$$x_i \geqslant 0, \quad (i = 1, 2, 3, \ldots, n).$$

Здесь $F(\mathbf{x})$ — критерий оптимальности. Часть последних условий выражают ограничения, накладываемые техническими требованиями на разработку машины и описывают некоторую многомерную область D, которую будем называть допустимой.

Эти условия обозначим через

$$H_j(\mathbf{x}) = H_j(x_1, x_2, \ldots, x_n)$$

$$(j = 1, 2, 3, \ldots, s).$$

Остальные условия описывают область определения D_1, функций F и H_j (например, требования неотрицательности подкоренных выражений). Обозначим их через

$$M_k(\mathbf{x}) = M_k(x_1, x_2, \ldots, x_n)$$

$$(k = 1, 2, 3, \ldots, p;\ p + s = m).$$

Для решения поставленной задачи могут быть применены различные численные методы поиска экстремума функции многих переменных.

Характерная для всех электрических машин, в том числе и для индукторных, пологость функции качества (критерия оптимальности), «овражные» ситуации, создаваемые граничными условиями, и жесткие требования к точности отыскания оптимума, особенно при проектировании серии машин, накладывают на систему поиска целый ряд требований. Система поиска должна иметь высокую скорость сходимости и высокую чувствительность по отношению к критерию оптимальности, высокую надежность, т. е. система должна обходить «овражные» ситуации во избежание выбора ложного оптимума.

При небольшом числе независимых переменных ($n<4$) может быть применен процесс прямого перебора точек пространственной сетки. Однако при увеличении числа переменных, даже при использовании современных быстродействующих ЭВМ, метод сеток становится неприемлемым из-за непомерного возрастания машинного времени.

В таких случаях могут быть использованы целенаправленные методы поиска, которые по поведению функции в окрестности текущей точки определяют направление поиска. Некоторые из этих методов используют также информацию, накопленную в процессе поиска.

Эти методы (адаптивного случайного поиска, градиента, наискорейшего спуска, «оврага», «зигзага» и др.) существенно сокращают требуемое машинное время.

Сравнение различных систем поиска, реализованных для оптимизации индукторных генераторов, показали,

что наибольшую скорость сходимости при числе переменных больше трех дает метод случайного поиска, с основными особенностями которого можно ознакомиться в специальной литературе.

В связи с применением непрерывных систем поиска, в частности случайного поиска, возникает проблема дискретности независимых переменных.

Из рассмотренных 14 параметров разноименнополюсных индукторных машин, подлежащих вариации, четыре параметра ($s_{п/a}$, p_m, $Z_в$ и $Z_я$) являются дискретными. При заданной частоте и скорости вращения машины имеется вполне определенное количество исполнений зубцовых зон. Так, например, при синхронной частоте $f=8\,000$ *гц* и синхронной скорости вращения $n=3\,000$ *об/мин* необходимо принять число зубцов ротора $Z_2=160$, что не допускает шестиполюсного исполнения машины. Вместе с тем двухполюсные машины с $Z_я=2$ имеют только шесть исполнений (при изменении $Z_в$ от 1 до 10), с $Z_я=$ $=2$ имеют три и с $Z_я=3\div5$ по одному исполнению. В данном случае шестиполюсное исполнение можно получить изменением синхронной частоты, приняв $Z_2=162$. Выполнимость того или иного исполнения можно получить из условия

$$\frac{Z_2-p_m(2Z_в+Z_я)}{2p_mZ_я}=\text{целое число.}$$

Поиск оптимальных размеров машины следует производить по непрерывным переменным для нескольких исполнений машин, определяемым возможным сочетанием дискретных параметров, либо применить детерминированный поиск.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ВОПРОСЫ КОНСТРУКЦИИ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

7-1. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ И ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Хотя конструкция современных индукторных генераторов проще конструкции асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, производство их в силу це-

лого ряда специфических особенностей является трудоемким, требующим большой тщательности и точности при обработке и сборке.

Высокая частота пульсации потока в стали индукторного генератора приводит к росту потерь в основном за счет составляющей от вихревых токов. *Для* снижения потерь в стали необходимо уменьшать объем, подвергающийся перемагничиванию, и использовать тонколистовую электротехническую сталь с относительно высоким содержанием кремния. Оптимальная толщина листа для частот 1 000—3 000 *гц* составляет 0,35 *мм*, для частот 3 000—10 000 *гц* следует использовать листы толщиной 0,2 *мм*. Дальнейшее уменьшение толщины листа нецелесообразно, ибо при этом резко повышается трудоемкость сборки пакета и уменьшается коэффициент заполнения пакета сталью.

Для высокочастотных индукторных генераторов первостепенное значение приобретает тщательная зачистка заусениц, надежная изолировка листов и отжиг листов после штамповки. Последнее требование обусловлено тем, что зубцы индукторных генераторов с пульсирующим потоком имеют малые геометрические размеры (ширина зубцов доходит до 1,1 *мм*) и в результате штамповки почти по всему сечению подвергаются наклепу, что может служить дополнительным источником повышения потерь.

Несмотря на то что обмотка якоря высокочастотного индукторного генератора содержит небольшое число витков и, как следствие, потери в меди составляют небольшую часть полных потерь в машине, необходимо принять меры, предотвращающие повышение потерь из-за вытеснения тока в проводниках. При повышенных частотах целесообразно использовать круглые либо прямоугольные многожильные провода (литцы). Обмотки могут быть выполнены также из изолированной тонкой ленты, расположенной горизонтально в пазу. В ряде случаев могут быть применены полые (трубчатые) проводники.

Потери от трения ротора о воздух вместе с потерями в стали в индукторных генераторах составляют основную часть потерь. Повышенные потери от трения являются следствием высоких окружных скоростей и зубчатого строения ротора. Трение зубчатого ротора о воздух является также источником большого шума.

Уменьшить потери от трения и снизить шум можно, заполнив пазы ротора немагнитным материалом, однако это связано с конструктивными и технологическими затруднениями. Кроме того, заполнение пазов ротора приведет к ухудшению теплоотдачи поверхности ротора. Существенное уменьшение потерь от трения может дать вращение ротора в среде водорода, что одновременно улучшит условия охлаждения генератора.

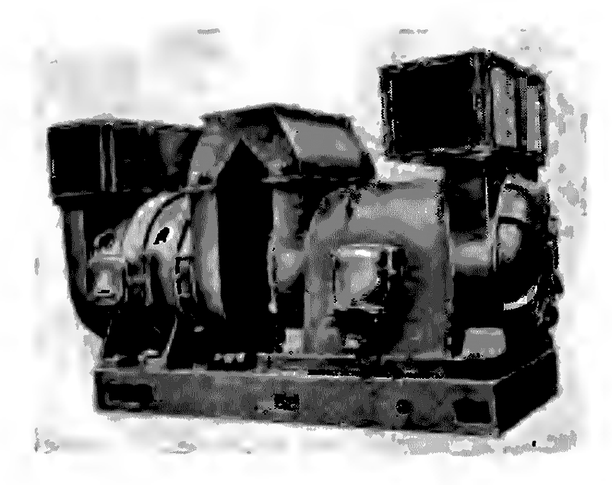


Рис. 7-1.

В высокочастотных генераторах разработка эффективной системы охлаждения является задачей первостепенной важности. Выбор системы охлаждения генератора в основном определяется общим конструктивным решением преобразователя и окружающей средой, где должен эксплуатироваться преобразователь.

Преобразователи частоты предназначаются преимущественно для питания различных электротермических установок (плавка металла, сварка, поверхностная закалка стали, нагрев металла при ковке и штамповке, отжиг металлических деталей и т. п.), где воздух загрязнен парами масла, металлической пылью и сажей.

Первоначально преобразователи частоты строились в виде двухмашинных агрегатов с разомкнутым циклом воздушного охлаждения. Однако такие установки требовали частых разборок агрегатов для очистки отложений на обмотках и вентиляционных каналов. Опыт экс-

плуатации подобных агрегатов с воздушными фильтрами (рис. 7-1) показал, что применение фильтров нецелесообразно из-за быстрого их засорения.

Следующим шагом в развитии систем охлаждения двухмашинных преобразовательных агрегатов является применение замкнутой воздушной системы вентиляции с водяным теплообменником (рис. 7-2). Впоследствии наряду с воздушной вентиляцией с водяным теплообменником начали применять непосредственное водяное охлаждение, при котором каналы, обтекаемые водой, делаются в пакете статора.

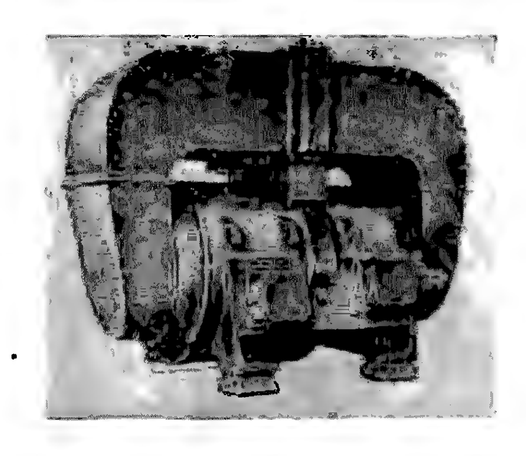


Рис. 7-2.

Наряду с развитием систем охлаждения происходит эволюция общего конструктивного исполнения преобразователей. Современные преобразователи частоты имеют преимущественно однокорпусное закрытое вертикальное исполнение с воздушно-водяным охлаждением (рис. 7-3).

Вертикальная установка вала обеспечивает более точную центровку, механическую и электромагнитную балансировку, что уменьшает износ подшипников и вибрацию. Представляется возможным уменьшить величину воздушного зазора, а следовательно, и габариты машины. Кроме того, вертикальная установка требует меньшей производственной площади.

Если первоначально преобразователи частоты в вертикальном исполнении строились на мощности до 100 *квт*,

то в настоящее время в эксплуатации имеются вертикальные преобразователи на 1 200 *квт*.

Недостатком вертикальной конструкции является затруднительный доступ к нижнему подшипнику. Для замены нижнего подшипника требуется разборка всего преобразователя.

Закрытое исполнение обеспечивает работу преобразователей в запыленной среде. При закрытом исполнении резко снижается шум преобразователей, что дает возможность устанавливать их непосредственно в цехе, рядом с рабочим местом.

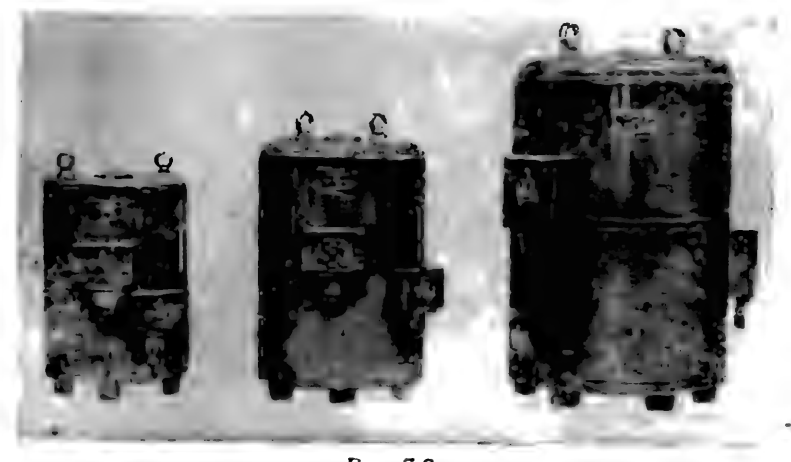


Рис. 7-3.

Водяное охлаждение в преобразователях, являясь эффективным, позволяет увеличить электромагнитные нагрузки и лучше использовать активные материалы. Вместе с тем оно не вызывает дополнительных эксплуатационных затруднений, так как электротермические установки, питаемые от преобразователей и обычно расположенные рядом с ними, требуют подвода технической воды.

Для привода индукторных генераторов преимущественно применяются асинхронные короткозамкнутые двигатели. Использование асинхронных двигателей допустимо, так как в термических установках не требуется жесткой стабилизации частоты. Вместе с тем асинхронные двигатели имеют лучшие пусковые характеристики, проще в изготовлении и дешевле.

Асинхронные двигатели позволяют сравнительно легко осуществить параллельную работу преобразователей, что при синхронном приводе было бы значительно сложнее.

Обычно для повышения устойчивости и прочности конструкции индукторный генератор, имеющий больший внешний диаметр, устанавливается в нижней части преобразователя, а асинхронный двигатель над ним. На практике встречаются и другие конструктивные исполнения, в частности имеются разработки, где двигатель расположен в середине вертикального преобразователя, а выше и ниже двигателя расположены индукторные генераторы.

Использование преобразователей частоты для питания установок, работающих в непрерывном производственном потоке (конвейерные и роторные линии), накладывает требование высокой надежности.

Особое внимание необходимо обратить на подшипниковые узлы, ибо разрушение одного из подшипников часто приводит к выходу из строя всего преобразователя. Износ подшипников качения в ряде конструкций контролируется по изменению воздушного зазора. Четыре измерительные катушки, расположенные по периметру статора, подключаются к четырем вольтметрам, по показаниям которых и определяется степень износа подшипников.

Известны конструкции, где кроме несущих подшипников в опорах устанавливаются также аварийные подшипники. Последние в нормальном режиме не несут нагрузки. При разрушении несущего подшипника преобразователь отключается контрольным устройством, реагирующим на повышение температуры подшипника, и аварийный подшипник принимает нагрузку на себя, предотвращая задевание ротора о статор.

Особое внимание при разработке индукторных генераторов необходимо уделить подавлению причин, вызывающих появление подшипниковых токов. Подшипниковые токи сокращают срок службы подшипника и могут вызвать его внезапное разрушение. Причиной возникновения подшипниковых токов у разноименнополюсных индукторных генераторов является наведение в вале переменной э. д. с. из-за асимметрии магнитопровода, эксцентриситета либо биения ротора. В одноименнополюсных индукторных генераторах подшипниковые токи мо-

гут возникнуть от разности потенциалов между отдельными участками ролика или шарика, созданной потоками рассеяния, которые замыкаются через подшипниковые щиты. Подавить подшипниковые токи в одноименнополюсных генераторах можно уменьшением торцевых потоков рассеяния, применяя немагнитные прокладки, либо иными конструктивными решениями.

В разноименнополюсных генераторах необходимо исключить возможность появления асимметричного распределения магнитного потока (выбор числа вентиляционных каналов кратным числу полюсов и др.), производить более тщательную центровку, механическую и электромагнитную балансировку ротора.

Среди перспективных конструкций преобразователей частоты следует отметить однороторное исполнение, при котором совмещенный ротор преобразователя расположен между двумя концентрическими статорами. Внутренний статор при этом несет обмотку низкой частоты (статор асинхронного двигателя), а внешний статор несет обмотку высокой частоты (статор индукторного генератора). Ротор по внешнему периметру представляет собой зубчатую поверхность ротора генератора, а по внутреннему контуру несет короткозамкнутую обмотку двигателя. Такая конструкция преобразователя позволяет повысить использование электротехнической стали. В обычных конструкциях индукторного генератора спинка ротора используется всего лишь на 25—30%, так как диаметр ротора в основном определяется минимальной конструктивно выполнимой шириной зубца. Вследствие этого представляется возможным использовать спинку ротора генератора в качестве магнитопровода асинхронного двигателя. В случае однороторного исполнения снижаются масса и аксиальная длина преобразователя, а также улучшаются условия пуска.

Существенным недостатком однороторного преобразователя является усложнение конструкции и повышение трудоемкости изготовления.

7-2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ИНДУКТОРНЫМИ ГЕНЕРАТОРАМИ, СЕРИЙНО ВЫПУСКАЕМЫЕ В СССР

В СССР преобразователи частоты производятся на Армэлектрозаводе и Новосибирском турбогенераторном заводе. Армэлектрозавод выпускает преобразователи серии ВПЧ, а Новосибирский завод — серию ВГО.

Рис. 7-4.

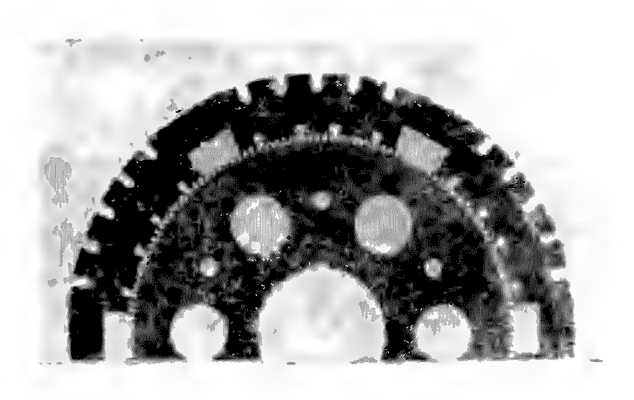


Рис. 7-5.

Серия ВПЧ (рис. 7-3) охватывает мощности 12, 20, 30, 50 и 100 *квт* с частотой 8 000 *гц* и 20, 30, 50, 100 *квт* с частотой 2 400 *гц*. Конструктивно преобразователи серии выполнены в закрытом вертикальном исполнении с воздушно-водяным охлаждением (рис. 7-4).



Рис. 7-6.



Рис. 7-7.

Генераторы серий — индукторные, разноименнополюсного типа. Для частоты 2 400 *гц* генераторы приняты с постоянным потоком в зубцах ротора, а для частоты 8 000 *гц* генераторы выполнены с пульсирующим потоком (рис. 7-5).

Преобразователь состоит из двух раздельных станин, куда впрессованы обмотанные сердечники асинхронного двигателя (рис. 7-6) и индукторного генератора (рис. 7-7). Раздельное исполнение станин позволяет осуществлять независимую сборку, а также упрощает литье и ремонт. Пакеты роторов двигателя и генератора насажены на общий вал (рис. 7-8). Весь преобразователь опирается на резиновые «лапы», которые прикреплены к нижнему подшипниковому щиту.

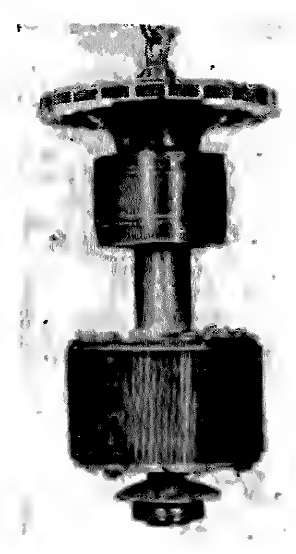


Рис. 7-8.

В преобразователях серии ВПЧ отвод тепла от статоров генератора и двигателя осуществляется через трубчатые змеевики, которые укладываются в специальные пазы по периметру пакета статора и заливаются алюминием. Последнее обстоятельство позволяет значительно снизить термическое сопротивление между источником тепла и охлаждающей водой, циркулирующей по змеевику, и, следовательно, позволяет снизить перепад температуры и одновременно уменьшить расход воды.

Охлаждение роторов и лобовых частей статорных обмоток генератора и двигателя, а также наиболее нагруженного нижнего подшипникового узла осуществляется путем омывания указанных частей потоком воздуха, прогоняемого вентилятором. Для охлаждения нагретого воздуха на наружной поверхности станины двигателя установлен радиатор, выполненный из алюминиевых ребристых трубок, по которым циркулирует вода.

Серия ВГО охватывает следующий диапазон мощностей: 250 *квт* на частоту 2 500 *гц*; 500 *квт* на частоту

1 000, 2 500 и 8 000 *гц*; 1 500 *квт* на частоту 500, 1 000 и 2 500 *гц*. Преобразователи серии ВГО имеют горизонтальное исполнение со стояковыми подшипниками. Генератор и двигатель монтируются на общей фундаментной плите и соединяются муфтой.

Преобразователи 250 *квт*, 2 500 *гц*; 500 *квт*, 1 000 и 2 500 *гц* и 1 500 *квт* частотой 500 *гц* имеют воздушное охлаждение с разомкнутым циклом. Преобразователи 500 *квт*, 8 000 *гц* и 1 500 *квт* частотой 2 500 *гц* имеют воздушно-водяное охлаждение. Воздухоохладитель установлен в проеме под преобразователем. Все преобразователи выполнены на скорость вращения 3 000 *об/мин*, кроме ВГО-1500-500, который выполняется на 1 500 *об/мин*.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев А. Е., Машины повышенной частоты, Элементарная теория и построение рабочих характеристик, сб. «Электромашиностроение», НТОЭ, 1930, вып. 2.
2. Walker I., Recent developments in high frequency alternators. BTH Activites, 1933, v. 9, p. 31.
3. Komar E., High-frequency alternators for induction furnaces, RGE, 1934, v. 36, p. 341—344.
4. Merill F., Inductor alternators for signalling purposes, Electrical Engineering, 1934, v. 53, p. 78—86.
5. Вологдин В. П. Слицын М. А., Генераторы высокой частоты, ОНТИ, 1935.
6. Петрунькин Ю. П., Влияние размеров зубцов и междужелезного пространства на э. д. с. и мощность в машинах повышенной и высокой частоты, «Вестник электропромышленности», 1936, № 3.
7. Wieseman R., Frequency changers for induction furnaces Trans. Am. Electromech. Soc., 1936, v. 70, p. 209—226.
8. Вологдин В. П., О выборе типа высокочастотного генератора для поверхностной закалки, «Вестник электропромышленности», 1937, № 12.
9. Tittel I., Output limits in the construction of medium and high frequency blachines, FDE Fachberichte, 1937, v. 9, p. 65—68.
10. Полуянов А. Н., К расчету высокочастотных генераторов индукторного типа, «Вестник электропромышленности», 1939, № 2, 3.
11. Полуянов А. Н., К расчету однoякорных преобразователей индукторного типа, «Вестник электропромышленности», 1939, № 8.
12. Москвитин А. И., О проводимости зазора при открытых пазах на статоре и роторе, Известия АН СССР, ОТН, 1941, № 1.
13. Walker J., Theory inductor alternators, J. IEE, 1942, v. 89, pt II, № 9, p. 227.
14. Pohl R., Theory of pulsating-field machines, J. IEE, 1946, v. 93, pt II, № 31.

15. Walker J., High frequency alternators, J. IEE, 1946, v. 93, pt II, № 31, p. 67—80.

16. Mandl A., Short-circuit characteristics and load perfor mance of inductor-type alternators, J. IEE, 1947, v. 94, pt II, № 38, p. 102—117.

17. Metzler K., Die Magnetiesierungscharakteristik der Gleichpol-Inductor type, Arch. für Elektrotechn., 1947, Bd 57.

18. Красношапка М. М., Индукторные альтернаторы повышенной частоты. Изд. ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1948.

19. Свириденко П. А., Красношапка М. М., Винокуров В. А., Расчет электрических машин переменного тока повышенной частоты, Изд. ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1951.

20. Sim N., High frequency alternators, The English Electrical Journal, 1951, v. 12, № 5, p. 29—39.

21. Bussing W., Einige Probleme bei der Gleichpolmaschine, ETZ, 1952, Bd 73, № 9, S. 285—287.

22. Жежерин Р. П., Эксплуатационные характеристики промышленных типов электромашинных генераторов повышенной частоты, сб. «Промышленное применение токов высокой частоты», кн. 30, Машгиз, 1952.

23. Kucera I., Wechselstromgeneratoren in Gleichpolbauart, E. und M., 1952, № 12, S. 281—290.

24. Asztalos P., Közepfrekvencias generatorok, Elektrotechnica, 1953, № 6, p. 166—176.

25. Жежерин Р. П., Требования к машинным генераторам для индукционного нагрева, сб. «Промышленное применение токов высокой частоты», кн. 33, Машгиз, 1954.

26. Rauch S., Johnson L., High-frequency alternators, Electrical Engineering, 1954, v. 73, № 8, p. 735—737.

27. Schönbacher K., Berechnung der Leerluftkennlinie eines Mittelfrequenz-Generators von Gleichpoltyp, ETZ-A, 1955, Bd 76, S. 256—259.

28. Hengelhaupt F., Mittelfrequenzumformer zur induktiven Erwärmung, Deutsche Elektrotechnik, 1955, Bd 9, № 2, S. 43—47.

29. Alex G., Einige elektrische Zusammenhänge bei den verschiedenen Ausführungen von Gleichpolgeneratoren, Deutsche Elektro technik, 1955, № 9.

30. Rauch S., Johnson L., Design principies of flux switch alternators, AIEE Transactions, 1955, pt III, p. 1261—1268.

31. Алексеева М. М., Подшипниковые токи в индукторных генераторах разноименнополюсного типа, «Вестник электропромышленности», 1956, № 4.

32. Straszewski A., Pradnice inductorowe, Wiadomosti Electrotechniezne, 1956, XV, № 9, 202—204.

33. Alex G., Mittelfrequenzgeneratoren nach dem Wechselpolprinzip, Deutsche Elektrotechnik, 1957, № 1.

34. Альпер Н. Я., Генераторы индукторного типа, «Вестник электропромышленности», 1957, № 8.

35. Schmitz T., Der Mittelfrequenzgenerator nach System Guy, ETZ-A, 1957, Bd 78, № 10, S. 358—361.

36. Жежерин Р. П., Спицын М. А., Машинные генераторы для высокочастотного нагрева, Библиотечка высокочастотника-термиста, вып. 8, Машгиз, 1957.

37. Бобов К. С., Винокуров В. А., Авиационные электрические машины, ч. II, Изд. ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1958.

38. Нестеров Б. З., Расчет и экспериментальное определение индуктивных сопротивлений машин повышенной частоты, Известия ЛЭТИ, вып. 35, 1958, стр. 34—40.

39. Weiter H., Finzi A., Mittelfrequenzumformer, Brown Boweri Mitteilungen, 1958, Bd 45, № 1, S. 44—53.

40. Bunea V., Problemele practice la execut:a unui generator de 8000 hz, Electrotehnica, 1958, v. 6, № 4, p. 130—135.

41. Tugulea A., Calculul prin aproximatie al permeantelor, Electrotehnica, 1958, v. 6, № 5, p. 164—172.

42. Raby K., High-frequency inductor alternators, El. Times, 1958, v. 134, № 3493, p. 613—617.

43. Rauch S., Magnetic circuit properties of the flux-switch inductor alternator, AIEE Transactions, 1958, pt. II, p. 307—312.

44. Бертинов А. И., Авиационные электрические генераторы, Оборонгиз, 1959.

45. Kyne W., High frequency generator an usual problem in design, Westinghouse Eng., 1959, v. 19, № 3, p. 77.

46. Büssing W., Das Betriebsverhalten der Guy-Maschine, E. und M., 1959, Bd 76, № 9, 10, S. 1—9.

47. James B., High frequency rotating machines, Students Quart. J., 1959, v. 30, № 118, p. 36—42.

48. Левин Н. Н., Соотношение чисел зубцов в разноименно-полюсных индукторных генераторах. Известия вузов, «Электромеханика», 1960, № 4.

49. Левин Н. Н., Исследование индукторных машин методами пульсирующих и вращающихся полей, Труды РКВИВУ, вып. 95, 1960.

50. Скрузитис К. Э., Трехфазный индукторный генератор с двумя зубцовыми шагами статора, сб. «Система электроснабжения транспортных средств», вып. III, Рига, Изд-во АН Латв. ССР, 1960.

51. Хагедорн Г., Генераторы большой мощности для среднего диапазона частот, сб. «Электрические машины специального назначения», Госэнергоиздат, 1960.

52. Штурман Г. И., Скрузитис К. Э., Трехфазный индукторный генератор с двухзубцовой обмоткой, сб. «Системы электроснабжения транспортных средств», вып. II, Рига, Изд-во АН Латв. ССР, 1960.

53. Das Gupta A., Analytical method to find the best number of stator and rotor teeth of inductor alternator for 3 phase sinusoidal vortage generation, AIEE Transactions, 1960, v. 50, p. 674—679.

54. Mäder G., Das Betriebsverhalten von Mittelfrequenzgeneratoren, Elektrik, 1960, № 11, S. 386—392.

55. Альпер Н. Я., Основные вопросы теории индукторных генераторов, «Вестник электропромышленности», 1961, № 9.

56. Апсит В. В., Постоянная составляющая магнитного потока в индукторных машинах, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. I, Рига, изд-во «Зинатне», 1961.

57. Жежерин Р. П., Индукторные генераторы, Госэнергоиздат, 1961.

58. Зечихин Б. С., Магнитное поле в зазоре индукторной машины с пульсирующим потоком зубца ротора, сб. «Исследование специальных авиационных электрических машин», вып. 133, Оборонгиз, 1961.

59. Мовсесян Н. Г., Терзян А. А., Электромашинные преобразователи частоты до 10 000 герц, «Электротехническая промышленность», 1961, № 12.

60. Скрузитис К. Э., Основные электромагнитные зависимости в однопакетной сдвоенной индукторной машине с внешним магнитопроводом, сб. «Бесконтактные электрические машины», Рига, изд-во «Зинатне», вып. I, 1961.

61. Терзян А. А., Проектирование и производство электромашинных преобразователей частоты, сб. «Высокочастотные электротермические установки», Госэнергоиздат, 1961.

62. Шаров В. С., Электромашинные индукторные генераторы, Госэнергоиздат, 1961.

63. Штурман Г. И., Скрузитис К. Э., Структура зубцовой зоны разноименнополюсных индукторных машин с двухзубцовыми обмотками, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. I, Рига, изд-во «Зинатне», 1961.

64. Oprendeck B., Influenta deshiderii crestaturilor asupra armonicelor cimpului din intrefierul masinilor electrice, Buletinul stiintific si tehnic al institutului politehnie din Timisoara, 1961, t. 6, seria II, № 1, 125—137.

65. Schmitz T., Das Drehmoment von Mittelfrequenzgeneratoren, Elektrik, 1961, № 7, S. 231—232.

66. Straszewski A., Uklad zastepezy pradniey reluktancyjnej sredniej czestotliwoschi o polu tetniacym, Prace instytutu elektrotechniki, 1961, IX, № 25, 69—82.

67. Squire L., Medium frequency power, Electrical Review, 1961, v. 169, № 21, p. 827—833.

68. Альпер Н. Я., Расчет магнитных полей в зазоре индукторной машины с постоянным потоком, «Вестник электропромышленности», 1962, № 3.

69. Заруди М. Е., Совместная работа индукторных генераторов повышенной частоты, Госэнергоиздат, 1962.

70. Левин Н. Н., Штурман Г. И., Многофазные разноименнополюсные индукторные генераторы, «Электричество», 1962, № 2.

71. Левин Н. Н., Метод исследования многофазных разноименнополюсных индукторных машин, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. II, Рига, изд-во «Зинатне», 1962.

72. Петросян П. В., Терзян А. А., Новая серия машинных преобразователей частоты, Труды ВНИИЭМ, 1962, т. 12.

73. Скрузитис К. Э., Магнитное поле зубчатого ротора, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. II, Рига, изд-во «Зинатне», 1962.

74. Терзян А. А., Магнитное поле в воздушном зазоре индукторных машин с пульсирующим потоком, «Вестник электропромышленности», 1962, № 5.

75. Терзян А. А., Емкостная стабилизация напряжения индукторных генераторов повышенной частоты, «Электротехническая промышленность», 1962, № 2.

76. Хуторецкий Г. И., Сорокина А. А., Шалыт Л. Д., Карпенко В. П, Переменные магнитные поля в индукторных машинах, «Вестник электропромышленности», 1962, № 4.

77. Bunea V., About the theory of Guy high frequency generator, Revue d'electrotechnique et d'energétique, 1962, A, VII, № 1, 57—77; № 2, 249—277.

78. Česnak L., Příspévek k teorii vícefazových heteropolarných zubových generatorov pre středné frekvencie, Elektrotechncký casopies, 1962, XIII, № 4, 193—217.

79. Schlüssel G., Jordan H., Über den magnetischen Lärm von Mittelfrequenzgeneratoren mit Lorenzwicklung, AEG Mitteilungen, 1962, Bd 52, № 11/12, S. 477—480.

80. Домбур Л. Э., Магнитное поле в воздушном зазоре индукторной машины с трапецеидальными зубцами, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. III. Рига, изд-во «Зинатне», 1963.

81. Домбур Л. Э., Гармонический анализ кривых поля возбуждения аксиальной индукторной машины и выбор оптимальных соотношений геометрии зубцовой зоны, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. III, Рига, изд-во «Зинатне», 1963.

82. Зечихин Б. С., Павлова К. Н., Магнитное поле в зазоре индукторной машины с гребенчатой зубцовой зоной, Известия вузов, «Электромеханика», 1963, № 8.

83. Скрузитис К. Э., Дополнительное рассеяние в воздушном зазоре индукторных машин, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. III, Рига, изд-во «Зинатне», 1963.

84. Терзян А. А., Математическая модель магнитного поля в зазоре при открытых пазах на статоре и роторе, «Электротехника», 1964, № 1.

85. Штурман Г. И., Левин Н. Н., Многофазные индукторные машины в дуговых и плоских исполнениях, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. III, Рига, изд-во «Зинатне», 1963.

86. Цугуля А., Буня В., Оптимальная форма паза высокочастотного альтернатора, «Revue d'Elektrotechnique et d'energetique, 1963; A, VIII, № 2, 165—179.

87. Davies E., Pedersen N., An experemental and theoretical study of the Lorentz-type inductor-alternator under load, IEEE Transactions of Applications and Industry, 1963, № 67, 174—178.

88. Erdelyi E., Trutt F., Hopkins R., Flux distribution in saturated high speed homopolar inductor alternators with purely reactive loads, IEEE Transactions of Aerospace, 1963, v. 1, № 2, 407—416.

89. Fuhrer H., Bessere Spannungskurvenform bei Mittelfrequenzmaschinen, VDI Nachrichten, 1963, Bd 17, № 26.

90. Hupach H., Szinezak T., Mittelfrequenzumformer, ETZ-1B, 1963, № 23.

91. Schrader E., Flux switch inductor generator, Design News, 1963, v. 18, № 9, 22, 23.

92. Schrader E., Solid rotor schifts flux 90 deg. in homopolar inductor alternator, Design News, 1963, v. 18, № 18, 32—33.

93. Straszewski A., Zagadnienie bezstykcwosci w maszynach elektrycznych i bezstykowa prądnica GUY, Przegląd elektrotechniczny, 1963, XXXIX, № 1, 16—19.

94. Wrobel T., Induktorowe prądnice zwiekszonej częstotliwości, Wiadomosci elektrotechniczne, 1963, XXXI, № 4, 68—70.

95. Домбур Л. Э., Индуктивные сопротивления и векторная диаграмма индукторной машины, Известия АН Латв. ССР, 1961, № 4.

96. Коц Б. Е., Определение проводимости воздушного зазора в зубчатых магнитных системах, «Электротехника», 1964, № 9.

97. Перкис Л. Г., Параллельная работа высокочастотных машинных генераторов, «Электротермия», 1964, № 317.

98. Asztalos P., Induktorgeneratorok reaktanciainak grafikus meghatorozasa, Elektrotechnika, 1964, 57, № 8, 351—363.

99. Česnak L., Vodivost drážkových oblasti zubového generatora, Elektrotechnický časopis, 1964, XV, № 4, 193—204.

100. Gogolewski Z., Wrobel T., Badania modelowe prądnic induktorowych na podwyższoną częstotliwość, Zeszyty naukowe politechniki sląskiej, seria «Electrika», 1964, № 98, 3—11.

101. Surti K., Erdelyi E., The effects of slotting on the flux distribution in saturated high-speed homopolar inductor alternators, IEEE Transactions on Aerospace, 1964, v. 11, № 2, 937—947.

102. Jain G., Design aspects of homopolar inductor-alternator. IEEE Transactions, Power Apparatus and Systems, 1964, v. 83, № 10, 1009—1015.

103. Домбур Л. Э., Магнитное поле в воздушном зазоре аксиальной машины при холостом ходе с учетом зубчатости якоря, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. IV, Рига, изд-во «Зинатне», 1965.

104. Домбур Л. Э., Гармонический анализ и коэффициенты магнитных полей индукторной машины, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. IV, Рига, изд-во «Зинатне», 1965.

105. Домбур Л. Э., Реакция якоря. векторная диаграмма и расчет магнитной цепи аксиальной индукторной машины, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. IV, Рига, изд-во «Зинатне», 1965.

106. Домбур Л. Э., Магнитное поле якоря индукторной машины, сб. «Магнитное поле в электрических машинах», Рига, изд-во «Зинатне», 1965.

107. Коломейцев Л. Ф., Определение пульсации потока в индукторном генераторе Известия вузов, «Электромеханика», 1965. № 8, стр. 910—916.

108. Коломейцев Л. Ф., Расчет потерь в ярме индукторного генератора с пульсирующим потоком, Известия вузов, «Электромеханика», 1965, № 12, стр. 1347—1352.

109 Терзян А. А., Определение коэффициентов магнитного поля индукторных машин с пульсирующим потоком, Труды АФ ВНИИЭМ, Ереван, 1965.

110. Чеснак Л., Палка Р., Общая теория однофазных индукторных генераторов, Известия вузов, «Электромеханика», 1965, № 10, стр. 1084—1095.

111. Baffrey A., Les convertisseurs rotatifs a moyenne fréquence, Revue générale de l'electricité, 1965, v. 74, № 11, p. 904—911.

112. Альпер Н. Я., Терзян А. А., Установившиеся процессы в индукторных машинах с пульсирующим потоком, «Электротехника», 1966, № 9.

113. Домбур Л. Э., Магнитное поле в воздушном зазоре аксиальной индукторной машины и выбор оптимальных соотношений геометрии зубцовой зоны на основе анализа гармоник кривых поля возбуждения, сб. «Бесконтактные электрические машины», ч. I, Москва, 1966.

114. Домбур Л. Э., Аналитические выражения для веса аксиальных индукторных машин, Труды Третьей всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, ч. I, Рига, изд-во «Зинатне», 1966.

115. Зубков Ю. С., Методы определения перегрузочной способности индукторных генераторов, Труды Третьей всесоюзной кон-

ференции по бесконтактным электрическим машинам, ч. I, Рига, изд-во «Зинатне», 1966.

116. Корогодский А. Н., Медовар С. Л., Некоторые критерии оценки выбора параметров зубцовой зоны одноименнополюсных индукторных генераторов при $\cos\varphi = 1$, Труды Третьей всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, ч. I, Рига, изд-во «Зинатне», 1966.

117. Нестеров Б. З., Исследование магнитного шума индукторного генератора, сб. «Бесконтактные электрические машины», ч. I, Москва, 1966.

118. Терзян А. А., О проводимости воздушного зазора зубчатых магнитных систем, Труды Третьей всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, ч. I, Рига, изд-во «Зинатне», 1966.

119. Davies E., Lay R., Stator flux distributions in Lorenz-type medium frequency inductor alternators, Proceedings of the IEE. 1966, v. 13, № 12, p. 2023—2030.

120. Wrobel T., Prądnice synchroniczne zwiększonej częstotliwosci, Przegląd elektrotechniczny, 1966, XLII, № 4, 150—154.

121. Wrobel T., Zagadnienie proporcji zęba wirnika prądnicy induktorowej, Biuletyn wojskowej akademii technicznej in. I. Dabrowskiego, 1966, XV, № 12, 155—168.

122. Алексеева М. М., Машинные генераторы повышенной частоты, изд-во «Энергия», 1967.

123. Альпер Н. Я., Терзян А. А., Учет насыщения в индукторных машинах с пульсирующим потоком, «Электротехника», 1967, № 1.

124. Апсит В. А., Домбур Л. Э., Перец Я. М., О возможности использования индукторных генераторов для электросварки, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VI, Рига, изд-во «Зинатне», 1967.

125. Домбур Л. Э., Аналитические выражения для относительного веса аксиальных индукторных машин, сб. «Бесконтактные электрические машины», Рига, изд-во «Зинатне», 1967, вып. V.

126. Кокле Ю. Л., Магнитное поле в зазоре индукторной машины с классической зубцовой зоной, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. V, Рига, изд-во «Зинатне», 1967.

127. Пугачев В. А., Магнитное поле в зубчатом воздушном промежутке, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VI, Рига, изд-во «Зинатне», 1967.

128. Скрузитис К. Э., О расчете параметров трехфазной индукторной машины с двумя зубцовыми шагами статора, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VI, Рига, изд-во «Зинатне», 1967.

129. Das Gupta A., Dash P., Transient analysis of one type of inductor alternator under three phase short circuit, Paper IEEE, Winter Power Meeting, New York, 1967.

130. Александров Н. Н., Скворцов Ю. А., Расчет магнитного поля в междужелезном пространстве электрических машин индукторного типа, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VII, Рига, изд-во «Зинатне», 1968.

131. Александров Н. Н., Скворцов Ю. А., Учет падения магнитного потенциала в зубцах электрических машин индукторного типа, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VII, Рига, изд-во «Зинатне», 1968.

132. Домбур Л. Э., Пугачев В. А., Аксиальные индукторные машины с постоянными магнитами, Известия АН Латв. ССР, серия физических и технических наук, 1968, № 3, 89—94.

133. Домбур Л. Э., Расчет зависимостей относительного веса от электромагнитных нагрузок и геометрии аксиальных индукторных машин, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VII, Рига, изд-во «Зинатне», 1968.

134. Зечихин Б. С., Индукторные генераторы повышенной частоты, Москва, МАИ им. С. Орджоникидзе, 1968.

135. Зубков Ю. С., Оценка предельной электромагнитной мощности индукторных генераторов, «Электротехническая промышленность», 1968, вып. 297.

136. Постников И. М., Андриенко В. М., Куевда В. П., Расчет магнитного поля в воздушном зазоре генератора индукторного типа со стержневым статором при холостом ходе. Вестник Киевского политехнического института, серия «Электроэнергетика», 1968, № 5, 91—98.

137. Постников И. М., Куевда В. П., Андриенко В. М., Расчет магнитной цепи генератора индукторного типа со стержневым статором. Вестник Киевского политехнического института, серия «Электроэнергетика», 1968, № 5, 99—103.

138. Пугачев В. А., Расчет магнитной цепи аксиальной индукторной машины с постоянными магнитами в пазах индуктора. Известия АН Латв. ССР, серия физических и технических наук, 1968, № 10, 159—166.

139. Суслов О. Н., Бесконтактные индукторные тахогенераторы переменного тока повышенной частоты серии ТТ, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VII, Рига, изд-во «Зинатне», 1968.

140. Терзян А. А., Расчет индукторного генератора с пульсирующим потоком, сб. «Бесконтактные электрические машины», вып. VII, Рига, изд-во «Зинатне», 1968.

141. Davies E., Lay R., Performance of Lorenz-type medium-frequency inductor alternators on load, Proc. IEE, 1968, v. 115, № 12, 1791—1800.

142. Erdelyi E., Poloujadoff U., Étude numérique du champ dans un alternateur homopolaire, Revue générale de l'electricité, 1968, v. 77, № 1, 11—18.

ОГЛАВЛЕНИЕ